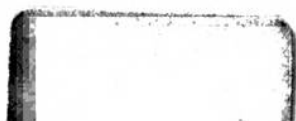

Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma










Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

VOL. IV - N. 1 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) FEBBRAIO 1935 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. IV-1 FEB. 1935

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Febbraio 1935 - XIII N. 1

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

SOMMARIO

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

VOLUME IV
(1935)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - Via S. Paolo, N. 10


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (NA) nuovi apparecchi; (R) recensioni.

A

B

C

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (febbraio); p. 129, n. 2 (aprile); p. 257, n. 3 (giugno); p. 385, n. 4 (agosto); p. 505, n. 5 (ottobre); p. 641, n. 6 (dicembre).

D

E

F

G

H

J

K

L

M

O

P

R

S

T

V

W

INDICE PER MATERIE

1. - Accumulatori e pile.

Recensioni

2. - Acustica delle costruzioni.

Note di redazione

Memorie e articoli

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

3. - Amplificatori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

4. - Antenne.

Memorie e articoli

Recensioni

Brevetti

Informazioni e notizie

5. - Applicazioni varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

6. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Brevetti

7. - Convertitori, raddrizzatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

8. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

9. - Elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

10. - Elettrocomunicazioni a onde convogliate.

Brevetti

11. - Elettrofisica e magnetofisica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

12. - Elettrotecnica generale.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

13. - Fisica generale.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

14. - Fonografia e cinematografia sonora.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

15. - Fotoelettricità.

Recensioni

Libri e pubblicazioni

16. - Generatori, oscillatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

17. - Impianti e accessori radiotecnici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Informazioni e notizie

18. - Impianti e accessori telefonici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Brevetti

19. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

20. - Linee e condutture.

Memorie e articoli

Recensioni

Brevetti

21. - Materiali.

Recensioni

22. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Brevetti

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

23. - Modulazione, radiotelefonia.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Brevetti

24. - Piezoelettricità.

Recensioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

25. - Propagazione delle radioonde.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

26. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Brevetti

Informazioni e notizie

27. - Ricevitori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

28. - Telegrafia e telescrittura.

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

29. - Televisione e trasmissione delle immagini.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Informazioni e notizie

30. - Trasformatori.

Cronaca tecnica

31. - Tubi elettronici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

Informazioni e notizie

32. - Varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

Necrologie

33. - Vibrazioni meccaniche.

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

INDICE DEI NOMI

A

B

C

D

Vol. IV Febbraio 1935-XIII N. 1

ALTA FREQUENZA



Innovazioni.

Il principio del quarto anno di vita è segnato per « Alta Frequenza » da due novità, non molto evidenti forse, ma non per questo meno importanti, che sembra giusto segnalare all'attenzione dei lettori.

Una prima innovazione è di forma. Essa riguarda il carattere tipografico con cui si stampa il periodico. Cambiandolo, si è cercato di soddisfare al giusto desiderio di quanti chiedevano una più facile e comoda leggibilità. Unificandolo fra articoli originali e rubriche, si è voluto migliorare l'aspetto della rivista e favorire nel tempo stesso la lettura delle recensioni e dei notiziari, parti non meno importanti delle altre.

In secondo luogo, ad un certo numero di abbonati « Alta Frequenza » si presenta oggi come il giornale che li collega con l'A.E.I., poichè — come fu già segnalato ai soci di questa [1] — vige dal 1935 il diritto di opzione a favore di uno dei due periodici del sodalizio. Secondo l'offerta già fatta, quei soci che hanno optato per « Alta Frequenza » e non intendono abbonarsi anche a « L'Elettrotecnica » pur con le notevoli facilitazioni concesse, riceveranno, se ne hanno fatto domanda, uno stralcio delle « Notizie dell'A.E.I. ».

Rimane invece immutato il programma di A.F.: che vorrebbe essere stimolo e offrire palestra ad una produzione tecnico-scientifica nostra, scelta e pregiata. Con questa viva aspirazione, che è anche un invito, la rivista inizia oggi una nuova tappa del suo cammino.

Misure di angolo di perdita nel caso delle alte frequenze.

Le ricerche sulle perdite nei condensatori e nei dielettrici, nel caso delle frequenze sempre più alte, quali oggi si usano nelle radiocomunicazioni, sono argomento di crescente interesse scientifico e tecnico. Ciò è ben dimostrato dall'attività che si

[1] L'Elettrot., 1934, XXI, p. 349.

svolge in questo campo presso gran numero di laboratori e dal largo posto ad esso riservato nella stampa periodica. In particolare i metodi di misura vengono continuamente affinati e rielaborati per determinare con sempre maggior sicurezza e per frequenze sempre più alte le proprietà dei materiali isolanti e trarne norma allo scopo di scegliere e di definire nuovi tipi costruttivi, meglio rispondenti alle esigenze della tecnica.

Anche presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina già da qualche anno l'argomento è oggetto di speciali ricerche; e di alcune di esse fu data notizia (2). Un nuovo contributo reca a questi studi il collega Boella, col render conto dei risultati di lunghe esperienze, eseguite su un nuovo dispositivo per la misura delle perdite dei condensatori. Il procedimento sperimentale è descritto con la precisione e con la minuzia, che sono particolarmente desiderabili in questi casi. Si richiede infatti attento e paziente lavoro per chiarire e per superare una prima volta quelle difficoltà, che potranno sembrare di poco conto domani, quando si sarà appreso ad eliminarle od a vincerle con opportuni accorgimenti; ed è necessario esporre ogni particolare del lavoro compiuto, se si vuole che esso riesca giovevole anche agli altri che operano nel medesimo campo.

Il magnetron e la produzione di microonde.

Il campo delle onde ultracorte e quello delle microonde continuano ad essere, nell'attuale periodo, i più fecondi di successi e perciò anche i più intensamente coltivati.

Poichè occorre anzi tutto intendersi riguardo all'estensione di tali campi, giova accennare che sembra ormai largamente riconosciuta l'opportunità di riservare quei nomi alle onde di lunghezza inferiore ad una dozzina di metri, a quelle cioè che non appariscono suscettibili di essere efficacemente costrette, dagli strati più fortemente ionizzati dell'atmosfera, ad incurvare la loro traiettoria intorno al globo terrestre ed a far ripiovere su di esso una parte della loro energia.

La suddivisione poi fra onde ultracorte e microonde dovrebbe farsi ponendo il confine fra le une e le altre verso una lunghezza d'onda dell'ordine di un metro o di un metro e mezzo, per distinguere le onde, usate ancora in molti casi per irradiare energia in ogni direzione e prodotte con le oscillazioni normali dei triodi, da quelle usate quasi esclusivamente con proiettori a fascio e generate con procedimenti speciali.

Notiamo di sfuggita che l'avvento di onde tanto brevi ha

(2) L'Elettrot., 1932, XIX, p. 93 e 99; A.F., 1932, I, p. 221.

fatto segnare una battuta d'arresto alla tendenza, per più versi razionale, che era venuta affermandosi nella radiotecnica in favore dell'uso del concetto di frequenza in luogo di quello di lunghezza d'onda. Negli impianti ad onde corte e cortissime l'idea delle onde, migranti o stazionarie, nei conduttori e negli oscillatori è, e deve essere, così continuamente presente alla mente del tecnico, che viene spontaneo e sembra realmente preferibile riferirsi ad essa anche per i dati numerici. È infatti più comodo e più naturale, parlando di un impianto a microonde, dire che si lavora sull'onda di 60 centimetri, che non sulla frequenza di 500 megahertz.

Le microonde, si è detto, possono essere contraddistinte, fra l'altro, dal fatto, che non vengono prodotte mediante il funzionamento ordinario o classico dei circuiti a triodi. A dir vero già si annunciano nuovi tipi di tubi, in cui le capacità interne, sia mediante la riduzione delle dimensioni, sia mediante altri artifici, sono state così diminuite, che il funzionamento classico risulta possibile, sia pure per ora con moderata potenza, anche sulle microonde. E di ciò dà notizia, nella rubrica « Nuovi Apparecchi », l'ing. Cannas.



Ma per la produzione di potenze relativamente rilevanti, quali occorrono per i trasmettitori oggi in uso (e sono noti gli impianti eseguiti in Italia, sia dalla Compagnia Marconi, sia dalla R. Marina), si adopra tuttora prevalentemente il procedimento di Barkhausen e Kurz, basato sulle oscillazioni elettroniche nei triodi con griglia fortemente positiva.

Accanto a questo metodo acquista intanto crescente importanza l'uso del magnetron, di cui si occupa il prof. Carrara nello studio che compare in questo fascicolo. Il magnetron, o tubo elettronico a comando magnetico, si è rivelato particolarmente adatto a generare le microonde e a mettere in gioco, in condizioni opportune, potenze tutt'altro che trascurabili in confronto con quelle ottenibili col metodo di Barkhausen. Le prove in corso nei laboratori italiani e stranieri a questo riguardo (rivolte anche allo studio dei problemi connessi, quale è quello della modulazione) si annunciano assai promettenti.

Intanto il prof. Carrara, avendo assoggettato ad un esame critico le interpretazioni finora proposte per spiegare il comportamento del magnetron come generatore di microonde, ha potuto svolgere una interessante teoria, che chiarisce, completa e convalida la interpretazione basata sulla necessaria esistenza di oscillazioni elettroniche anche nel magnetron, mentre rigetta le interpretazioni che dall'esistenza di quelle oscillazioni prescindono.

Si constata anche qui un reale progresso nella comprensione dei fatti fisici, di cui la tecnica già trae partito; ed è facile pre-

vedere che la più chiara visione dei fenomeni permetterà ancora una volta di meglio dominarli e di utilizzarli in modo sempre più efficente.

Il ricevitore radiofonico e l'industria americana.

Le questioni tecnico-scientifiche e quelle economico-industriali sono così strettamente collegate che non v'è davvero motivo di stupirsi, se lo studio e lo sviluppo delle une è continuamente influenzato da quello delle altre e viceversa. Vi sarebbe anzi da stupirsi grandemente, se così non fosse. E i legami sono forse nell'industria radio, per il suo continuo ricorso ai principi scientifici e per il suo rapidissimo evolversi, più stretti che in qualunque altro ramo.

Non stimiamo perciò inopportuno far posto ad una relazione sull'industria americana dei ricevitori radiofonici, preparata dall'ing. Borsarelli come uno dei frutti del suo soggiorno in America grazie alla « borsa Volta » 1933-34 della « Italy America Society ».

Il mercato americano e la sua industria offrono allo studioso esempi di possibilità e di attuazioni, che vanno misurati su una scala molto diversa da quella che si deve usare quando ci si riferisce ad una singola nazione del nostro travagliato continente. Ma, fatta questa riserva e tenutone conto, lo studio dei problemi industriali ed economici non può non riuscire anche per noi interessante ed istruttivo, offrendoci lo spunto per riflessioni e per proponimenti.

LA REDAZIONE.

MISURA DIRETTA DELLA CONDUTTANZA DI PERDITA DEI CONDENSATORI CON ALTE FREQUENZE

MARIO BOELLA

Si descrive un metodo di sostituzione per la misura della conduttanza di perdita dei condensatori usati nei circuiti a radiofrequenza. Il metodo è stato studiato per evitare un grave inconveniente a cui è soggetto il metodo di sostituzione ordinario nel caso delle frequenze più alte e che consiste nella necessità di conoscere le perdite nel condensatore variabile in aria adoperato quale riferimento. Queste perdite diventano infatti, in tal caso, variabili in funzione della capacità. Si espongono le difficoltà incontrate nell'attuazione del metodo e gli accorgimenti usati per superarle. Si riportano i risultati di alcune misure di perdite su tre diversi condensatori variabili in aria, ponendo in rilievo quale sia, anche per frequenze relativamente basse ($2 \cdot 10^6$ Hz), l'importanza delle perdite variabili, dovute alla resistenza ohmica delle parti metalliche percorse da corrente, rispetto a quelle costanti, dovute ai materiali isolanti di sostegno.

1. - Scopo della ricerca.

Per la misura dell'angolo di perdita dei condensatori, con i normali metodi di sostituzione, è necessario disporre di un condensatore di paragone con perdite nulle, o almeno note. Quando si opera su radiofrequenze relativamente basse e su condensatori con angolo di perdita non molto piccolo, è ammissibile supporre che un condensatore variabile in aria non presenti altre perdite, oltre quelle che si hanno nei sostegni isolanti delle armature; si può immaginare quindi un condensatore in aria costituito da una capacità pura variabile sulla quale è derivata una resistenza, che è funzione della frequenza e non della capacità. Per contro, su frequenze più alte e per la misura di angoli di perdita piccoli, non si possono trascurare le perdite nelle parti metalliche dei condensatori variabili in aria, le quali possono convenientemente essere rappresentate da una resistenza posta in serie col condensatore e generalmente variabile con la capacità, poichè varia con questa la superficie affacciata delle armature. Con lo scopo, inizialmente, di determinare la entità di tali perdite e di stabilire entro quali limiti sia lecito trascurarle nelle misure normali di angolo di perdita, si è studiata una variante del metodo classico di sostituzione, con la quale non occorre tener conto della resistenza in serie che rappresenta le per-

dite metalliche nel condensatore di paragone, analogamente come non occorre, col metodo ordinario, conoscere la resistenza in parallelo che rappresenta le perdite nei sostegni delle armature.

2. - Principio del metodo di misura.

Lo schema di principio del metodo è indicato in fig. 1. Il condensatore in esame C_x e il condensatore di paragone C_0 sono posti in serie e derivati su un circuito oscillatorio LC, alimentato

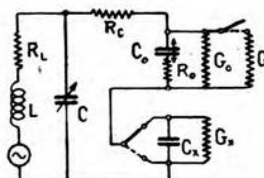


Fig. 1. — Schema di principio del metodo di misura.

da un generatore a radiofrequenza. Il condensatore C_0 è costituito di due dischi paralleli e affacciati, e se ne varia la capacità variando la distanza di questi; in tal modo la R_0, resistenza delle armature per le correnti di alta frequenza, si può ritenere costante al variare della capacità, poichè non cambia con la distanza la distribuzione della corrente nelle piastre. La R_c è la resistenza delle connessioni e la conduttanza G_0 rappresenta le perdite nei pezzi isolanti di sostegno, che si trovano nel campo elettrico del condensatore.

Per la misura, accordato mediante il condensatore C il circuito in corrispondenza di un valore C_{01} del condensatore C_0, si esclude il condensatore in prova C_x, si ripristina la sintonia portando C_0 a un nuovo valore C_{02} e infine si riporta al primitivo valore la tensione ai capi del circuito oscillatorio, derivando sul condensatore C_0 una conduttanza G di opportuno valore. Si ha allora:

$$\frac{1}{C_{02}} = \frac{1}{C_{01}} + \frac{1}{C_x} \quad ; \tag{1}$$

$$G + G_0 = G_0 \left(\frac{C_{02}}{C_{01}} \right)^2 + G_x \left(\frac{C_{02}}{C_x} \right) . \tag{2}$$

La seconda relazione è ottenuta eguagliando la potenza perduta nel circuito nelle due condizioni (posto $G_x \ll \omega C_x$, $G \ll \omega C_{02}$) e considerando che non si deve tener conto nè di R_L, nè di R_c ed R_0, poichè le correnti che le attraversano sono rimaste identiche nei due casi.

Dalla [2] si ottiene:

$$G_x = G \left(\frac{C_x}{C_{02}} \right)^2 + G_0 \, C_x^2 \left(\frac{1}{C_{02}} + \frac{1}{C_{01}} \right) \left(\frac{1}{C_{02}} - \frac{1}{C_{01}} \right) \; ;$$

da cui, in virtù della [1]:

$$G_x = G \left(\frac{C_x}{C_{02}} \right)^2 + G_0 \, C_x \left(\frac{1}{C_{02}} + \frac{1}{C_{01}} \right) \quad ;$$

ed ancora, per la stessa [1]:

$$[3] \qquad G_x = G \left(\frac{C_x}{C_{02}} \right)^2 + G_0 \left(1 + 2 \frac{C_x}{C_{01}} \right).$$

Il termine correttivo in G_0 può assumere importanza notevole per valori un po' alti del rapporto C_x/C_{01}; ciò è inconveniente non lieve, dato che l'effettivo valore di G_0 è determinabile solo in modo alquanto incerto. Vi si è posto rimedio col tipo di costruzione successivamente adottato per il condensatore C_0, cioè sostenendo le due piastre mediante supporti isolanti distinti, fissati su un telaio metallico posto a terra. In tal modo si può evitare che vi siano

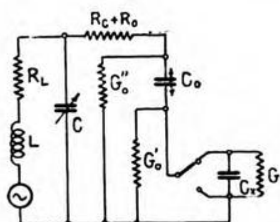


Fig. 2. — Schema equivalente del dispositivo di misura.

pezzi di materiale isolante nel campo elettrico direttamente interposto tra le piastre del condensatore; lo schema equivalente del circuito diviene quello disegnato in fig. 2, in cui le conduttanze G_0' e G_0'' rappresentano rispettivamente le perdite nei sostegni isolanti delle due armature: la G_0'' non entra in considerazione del calcolo, poichè si congloba con le perdite costanti del circuito, mentre la G_0' compare soltanto nella prima fase della misura in parallelo alla G_x; sì che la relazione [3] deve essere modificata come segue:

$$[3'] \qquad G_x = G \left(\frac{C_x}{C_{02}} \right)^2 - G_0' \quad .$$

Non essendovi più il termine moltiplicativo $(1 + 2 \, C_x/C_{01})$, che poteva assumere valori assai maggiori di 1, G_0' rappresenta una correzione generalmente trascurabile e, in ogni caso, costante, di

modo che incide solamente sul valore residuo delle perdite del condensatore in esame, quando questo sia del tipo variabile in aria ([1]).

3. - Condensatore di confronto.

In fig. 3 si vede come è costruito il condensatore di confronto C_0. Le due armature, del diametro di 10 cm, sono in ottone, accuratamente spianate mediante raschinatura e dorate elettrolitica-

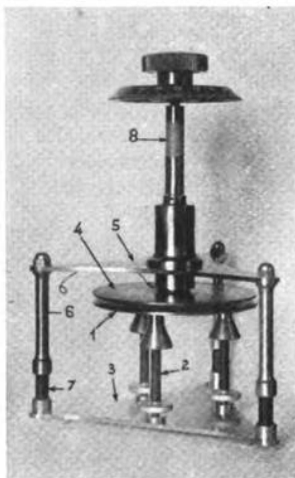


Fig. 3. — Condensatore di confronto.

mente; quella inferiore (1) fissa è sostenuta da tre colonnini in ebanite (2) che appoggiano su tre viti di livello portate dalla piastra metallica di base (3); quella superiore (4) è invece mobile (4,5 mm di corsa) per mezzo di un meccanismo a vite portato dalla piastra metallica (5), la quale è rigidamente unita alla piastra di base mediante i tre colonnini metallici (6) e i cilindretti isolanti (7) in ebanite. L'armatura fissa è quella che deve essere connessa al condensatore in prova C_x (fig. 2), mentre l'armatura mobile sarà collegata al circuito oscillatorio: in tal modo G_0'' rappresenta le perdite negli isolatori in ebanite (7), e G_0' quelle nei tre colonnini

([1]) L'ipotesi, implicitamente ammessa nella precedente trattazione, che l'aria possa considerarsi un dielettrico esente da perdite, sembra generalmente accettata e qualche prova eseguita per verificarla, la ha, nei limiti di approssimazione delle misure, confermata, nel caso di aria secca. Nel corso delle prove si è per contro rilevato, che l'aria umida sembra dar luogo a perdite sensibili. Ci si ripromette di tornare in avvenire su tale questione.

(2), i quali appunto sono costruiti lunghi e sottili, perchè diano luogo a perdite minime.

Fra l'alberello di manovra dell'armatura mobile e la manopola deve essere interposto un pezzo isolante (8) ed è opportuno che questo termini, dalla parte della manopola, con un cappuccio metallico che, messo a terra mediante una spazzola, evita che il circuito risenta l'avvicinarsi della mano. Le tre viti di livello permettono di rendere l'armatura fissa perfettamente parallela a quella mobile e tale regolazione si fa, agevolmente e in modo assai accurato, traguardando i piatti dopo averli portati quasi a combaciare. Le tre campane metalliche poste sulla testa dei tre colonnini di ebanite, sotto l'armatura fissa, erano state poste allo scopo di sottrarre più completamente i colonnini al campo elettrico direttamente interposto tra le due armature; sembra però che tale precauzione sia superflua.

La determinazione della capacità del condensatore è stata effettuata, per diversi valori della distanza tra le piastre, col classico

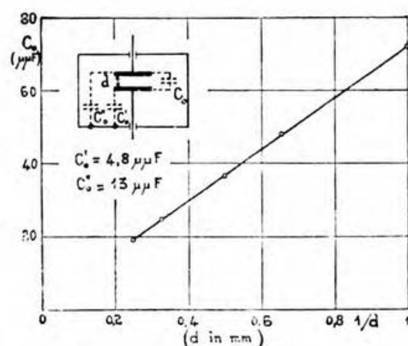


Fig. 4. — Taratura del condensatore di confronto

metodo usato per la misura delle capacità interelettrodiche dei triodi; anche in questo caso si ha infatti un sistema di tre capacità (fig. 4): C_0 capacità diretta fra le armature, C_0' e C_0'' capacità delle armature fissa e mobile rispetto allo schermo. Con tre misure per sostituzione diretta (od eventualmente mediante ponte), ponendo a turno in corto circuito una delle capacità, si determinano i tre valori delle somme a due a due delle incognite; risultano così tre equazioni, dalle quali si ricavano le tre capacità.

Nella fig. 4 sono riportati i risultati della misura in funzione dell'inversa della distanza tra i piatti. Il diagramma è risultato, per valori di d compresi fra 1 e 4 mm circa, praticamente rettilineo, con notevole vantaggio per il tracciamento e per l'interpolazione.

La capacità C_0'' non ha alcun interesse poichè risulta sempre in parallelo con quella del circuito oscillatorio, mentre la C_0' deve essere sommata nella [3'] alla capacità C_x del condensatore in prova. E' da notare che C_0'' rimane praticamente costante, nonostante lo

spostamento dell'armatura superiore, data la piccolezza della corsa e dato che, tra quella e l'involucro, è interposta la piastra (5) che ha una parziale azione schermante.

4. - Circuito di misura: schemi e particolari dell'impianto.

In fig. 5 è disegnato lo schema di principio del circuito di misura: il generatore a radiofrequenza induce nel circuito oscillatorio una forza elettromotrice costante, e l'uguaglianza delle perdite del

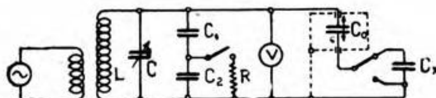


Fig. 5. — Schema semplificato del circuito di misura.

circuito nelle due fasi della misura, col condensatore in esame C_x incluso o con C_x escluso e inclusa la resistenza di paragone R di opportuno valore, è verificata dall'uguaglianza della tensione ai capi del circuito oscillatorio, misurata col voltmetro elettronico V. La resistenza R è derivata sul divisore di tensione a capacità C_1 C_2 allo scopo di usare resistenze abbastanza basse, perchè il loro valore per corrente ad alta frequenza sia uguale a quello per corrente continua (2); con i due valori di capacità (circa 50 $\mu\mu$F e 500 $\mu\mu$F rispettivamente; $[1 + C_2/C_1]^2 = 122{,}5$) adoperati nelle attuali misure, si sono usate resistenze Siemens « Karbowid 3a » di valori tra 20.000 e 150.000 ohm. Il confronto è effettuato con metodo di interpolazione, operazione agevolata dalla linearità della curva di taratura del dispositivo quando si portino in ascisse le deviazioni del voltmetro e in ordinate i corrispondenti valori di conduttanza.

Il divisore di tensione deve essere derivato il più vicino possibile alla serie delle capacità C_0 e C_x, per evitare che, a causa della

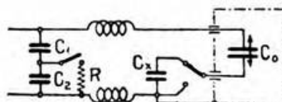


Fig. 6. — Induttanza delle connessioni.

reattanza induttiva delle connessioni (fig. 6), la somma delle tensioni che si localizzano sulle due capacità C_0 e C_x sia superiore a quella che risulta applicata al divisore C_1 C_2, con conseguente errore in eccesso nella misura delle perdite; non ha viceversa importanza il punto in cui è derivato il voltmetro elettronico.

(2) M. Boella: A. F., 1932, I, p. 224.
M. Boella: A. F., 1934, III, p. 132.

Quest'ultimo misura il valore massimo della tensione ed è del tipo a diodo polarizzato, con successivo amplificatore a triodo, come si vede in fig. 7, nella quale è riportato lo schema elettrico particolareggiato del circuito completo.

Il generatore a radiofrequenza è un oscillatore simmetrico (controfase) a triodi, schermato, ed è risultato opportuno non collegare alcun punto di esso allo schermo, per limitare le variazioni di tensione del circuito di misura, quando si avvicina la mano agli organi

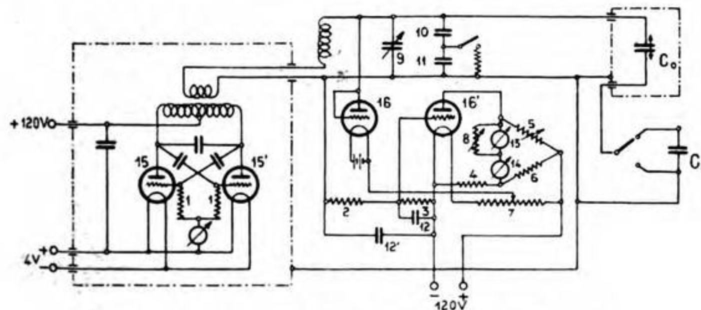


Fig. 7. — Schema particolareggiato del circuito di misura.

1 – Resistenza da 10.000 Ω, 1 W.
2 – Resistenza da 100.000 Ω, 0,5 W.
3 – Resistenza da 10 MΩ, 0,5 W.
4 – Resistenza da 20.000 Ω, 1 W.
5 – Reostato a filo da 200 Ω.
6 – Resistenza da 200 Ω.
7 – Potenziometro da 1500 Ω, 80 mA.
8 – Reostato a filo da 20 Ω.
9 – Condensatore variabile da 250 μμF.
10 – Condensatore a mica SSR 101.1, da 50 μμF.
11 – Condensatore a mica SSR 101.7, da 500 μμF.
12-12' – Condensatori a mica da 10 mμF.
13 – Microamperometro da 200 μA.
14 – Milliamperometro da 3 mA, con zero centrale.
15-15' – Triodi Philips C 405.
16-16' – Triodi Philips A 415.

di manovra. Tale effetto è dovuto ad accoppiamento capacitivo tra il circuito del generatore e la piccola bobina posta in serie col circuito oscillatorio di misura; si ritiene perciò che uno schermo elettrostatico tra i due avvolgimenti sarebbe vantaggioso; la sua attuazione presenta qualche difficoltà costruttiva, se si vuole che sia facile scambiare le bobine, per coprire una estesa gamma di frequenze.

In fig. 8 si vede la disposizione pratica della installazione, da cui si rilevano i particolari che sono appresso descritti.

Il condensatore di confronto C_0 deve essere completamente schermato, poichè sembra che anche una parziale deficienza possa essere causa di errori di misura notevoli; i quali si manifestano con differenze dei risultati per diversi valori della distanza iniziale tra i piatti del condensatore di confronto, cioè per diversi valori di C_{01}.

Lo schermo usato nell'attuale installazione è costituito da una cassetta cubica di alluminio di 19 cm di lato con due fori nelle

facce laterali per il passaggio delle connessioni e un terzo al centro della faccia superiore per l'alberello di comando. Si ritiene che si potrebbe ridurne le dimensioni e modificarne la forma in modo da diminuire la lunghezza delle connessioni, la cui induttanza è fonte, come si è detto, di inconvenienti e costituisce una limitazione al campo di frequenza utilizzabile per la misura.

Per il passaggio del conduttore che collega l'armatura fissa inferiore al condensatore C_x in esame, occorre usare materiale isolante di ottima qualità e ridurre al minimo la capacità verso lo schermo e le relative perdite. Queste ultime si sommano a quelle

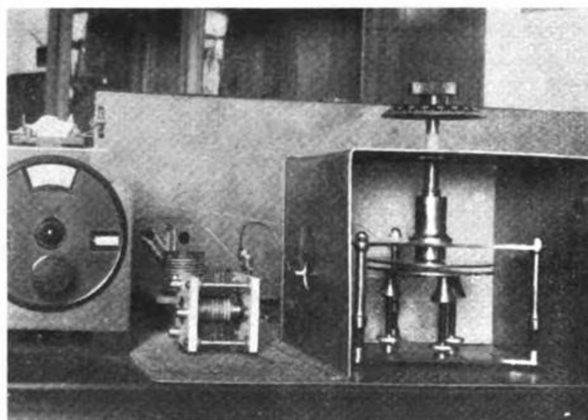


Fig. 8. — Disposizione dell'apparecchiatura di misura.

dovute ai tre colonnini di sostegno dell'armatura fissa, di cui si è discussa l'influenza (§ 2). Nella installazione di prova la connessione non è portata da alcun sostegno isolante, poichè è abbastanza rigida per sostenersi da sè.

L'esecuzione del secondo passante, per la connessione che dall'armatura mobile va al circuito oscillatorio, non ha per contro importanza, poichè le perdite ad esso dovute non influenzano il risultato della misura, ma solamente si sommano a quelle costanti del circuito.

Si deve curare, che le varie facce dello schermo presentino tra loro ottimo contatto, altrimenti, per effetto di variazioni nelle perdite nello schermo, si ha un'istabilità delle indicazioni del voltmetro, che rende impossibili le misure; è perciò raccomandabile l'uso di una cassetta schermo in lamiera di rame saldata.

Mediante la schermatura del condensatore C_0 si è riusciti ad ottenere una sufficiente costanza dei risultati, comunque si vari la distanza iniziale d fra i piatti, come appare dall'esempio riportato in fig. 9. Tuttavia, eseguendo diverse misure di perdite su alcuni tipi di condensatori variabili ed operando sulla più alta fra le fre-

quenze sperimentate (circa 4200 kHz) si osservavano di quando in quando risultati singolarmente anomali, che differivano fortemente (anche del 50 %) da quelli, abbastanza concordanti, ottenuti con altri valori di d sulla stessa capacità in prova. Si notò, che sul fenomeno avevano notevole influenza leggere modifiche nelle connessioni del tratto di circuito comprendente C_0 e C_x, e si osservò che in corrispondenza dei punti anomali aumentava molto l'influenza dell'avvicinare la mano agli organi di regolazione, e non egualmente nelle due fasi della misura. Si pensò quindi, che gli errori derivassero dalla presenza di armoniche della oscillazione fondamentale del generatore, esaltate nel ramo di circuito comprendente le capacità C_0 e C_x, per particolari valori di queste ultime. Non era infatti ammissibile, che per la frequenza di 4200 kHz avesse importanza l'inclusione o no del

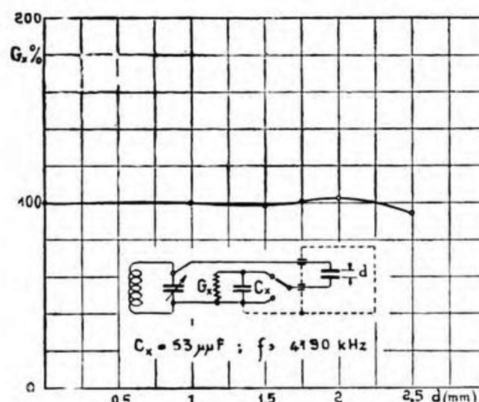


Fig. 9. — Influenza della distanza iniziale tra i piatti del condensatore di confronto, sui risultati delle misure.

condensatore C_x, dato che rimane inalterata la reattanza capacitiva totale di quel tratto del circuito; tanto meno poi piccole varianti nelle connessioni. Effettivamente si constatò che, in quelle particolari condizioni, avvicinando alle connessioni un ondametro a risonanza, il voltmetro elettronico del dispositivo accusava una diminuzione della tensione, cioè un assorbimento di energia, in corrispondenza di armoniche elevate, e precisamente della 6ª e dell'8ª, a seconda dei valori delle capacità. Sembra quindi accertata la validità dell'ipotesi fatta e, poichè si ritiene che queste armoniche nascano nel circuito per effetto dell'accoppiamento capacitivo tra il circuito dell'oscillatore e la piccola bobina ad esso accoppiata, si pensa che una schermatura elettrostatica tra le bobine possa eliminare gli inconvenienti. Di questo e di altri perfezionamenti si terrà conto nell'attuare una installazione stabile per le prove del genere; essa sarà costruita in modo più compatto, così da estendere il campo di misura anche a frequenze più alte di 4200 kHz.

Per il commutatore che serve a includere o ad escludere il

condensatore in prova C_x, la disposizione più pratica è risultata quella di due pozzetti di rame pieni di mercurio, collegati ai morsetti del condensatore mediante corte connessioni, o direttamente ad essi fissati, nei quali si immerge un cilindretto di rame

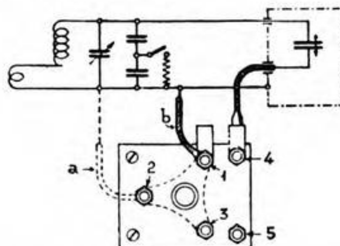


Fig. 10. — Disposizione delle connessioni per la misura delle perdite di un condensatore variabile in aria: *a*) connessione errata, *b*) connessione corretta.

saldato all'estremità di una connessione in trecciola flessibile, lunga alcuni centimetri; i pezzi furono ravvivati con acido nitrico perchè la superficie si amalgamasse bene, e ne è risultato un contatto sicuro, che non ha dato luogo ad alcun inconveniente. Ciascuno

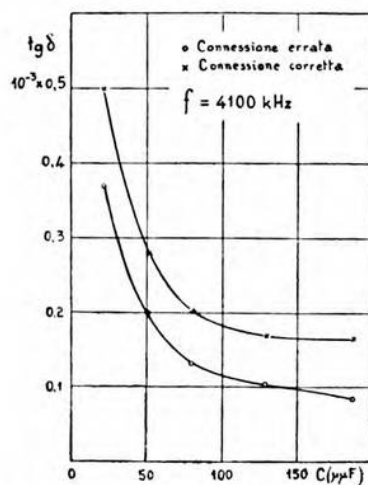


Fig. 11. — Influenza della disposizione delle connessioni sui risultati delle misure.

degli eventuali collegamenti tra un pozzetto e il corrispondente serrafili del condensatore deve essere identico all'altro, perchè la corrispondente impedenza resti immutata, quando si include o si esclude il condensatore in prova. E' inoltre della massima importanza, che la connessione fra il condensatore in prova ed il cir-

cuito oscillatorio parta direttamente dallo stesso serrafili al quale è collegato il pozzetto. Per dare idea dell'influenza, che esercitano questi particolari di attuazione del circuito sul buon esito delle misure, si ritiene opportuno esporre in particolare alcune constatazioni, relative ad uno dei condensatori variabili in aria esperimentati.

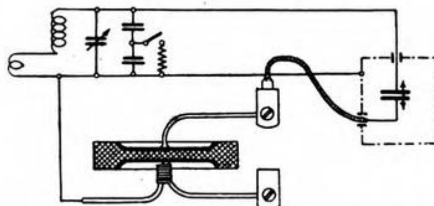


Fig. 12. — Disposizione delle connessioni per la misura delle perdite di un condensatore fisso.

Le armature sono sorrette tra due piastre rettangolari di isolantite; al centro di una di esse è fissata, mediante tre viti 1, 2, 3 (fig. 10), una piastrina metallica triangolare, disegnata a tratteggio nella figura, sulla quale fa contatto, a frizione, l'asse del rotore. I pozzetti a mercurio sono stati fissati rispettivamente a una di queste viti (1) e sotto uno dei dadi (4,5) che serrano i colonnini portanti le armature fisse (statore) del condensatore. La connessione che collega il rotore al circuito oscillatorio, anzichè come è indicato in figura, in un primo tempo era stata serrata sotto la vite 2: si ebbero, per la frequenza di 4200 kHz, valori di angolo di perdita notevolmente inferiori a quelli in seguito ottenuti con la disposizione corretta, e precisamente circa la metà per il valore

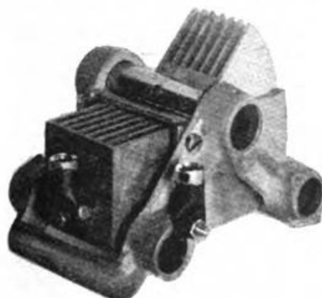


Fig. 13. — Condensatore variabile in aria N° 1.

massimo della capacità del condensatore (fig. 11). L'errore è dovuto alla resistenza tra i morsetti 1 e 2 della piastrina metallica, che rimane inserita in circuito quando il condensatore è escluso.

In fig. 12 si vede invece come è stato disposto, per la misura delle perdite, un condensatore in materiale ceramico con superficie metallizzate.

5. - Risultati di misure su alcuni condensatori variabili.

Col metodo descritto si sono eseguite misure di angolo di perdita, per le frequenze di 2000 e 4200 kHz, su tre tipi di condensatori variabili in aria (fig. 13, 14, 15). Di questi uno è quello pre-

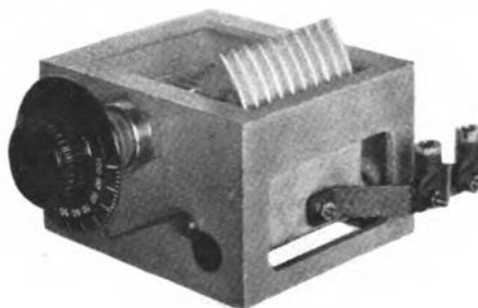


Fig. 14. — Condensatore variabile in aria N° 2.

cedentemente descritto (fig. 15); gli altri due sono del tipo con telaio metallico ed isolamento in quarzo, con la differenza che il collegamento elettrico tra rotore e telaio è fatto nel primo (fig. 13) con una cordina di rame di circa 0,8 mm² di sezione e 50 mm di lunghezza, nel secondo (fig. 14) con un giunto a mercurio.

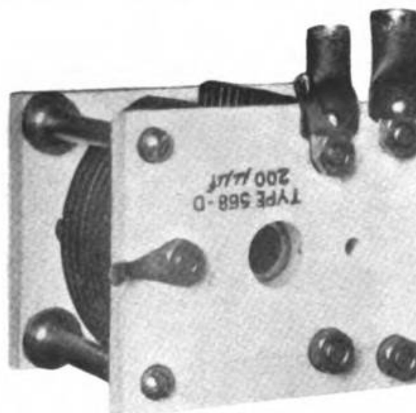


Fig. 15. — Condensatore variabile in aria N° 3.

Nella fig. 16 sono riportati i risultati delle misure. Dal loro confronto risulta immediatamente il comportamento assai peggiore del condensatore N° 1 in confronto con quello degli altri due, che sono press'a poco equivalenti; tale differenza, che si accentua al crescere così della frequenza, come della capacità (mentre è rela-

tivamente trascurabile per la capacità residua), è da attribuirsi alla resistenza della cordina di rame, collegante il rotore col telaio.

Si rileva che, anche per i condensatori N° 2 e 3, le perdite ohmiche nel metallo sono tutt'altro che trascurabili rispetto a quelle nei supporti isolanti; chè anzi, per i maggiori valori di capacità e per la frequenza di 4200 kHz, le superano. Nella fig. 17 si sono

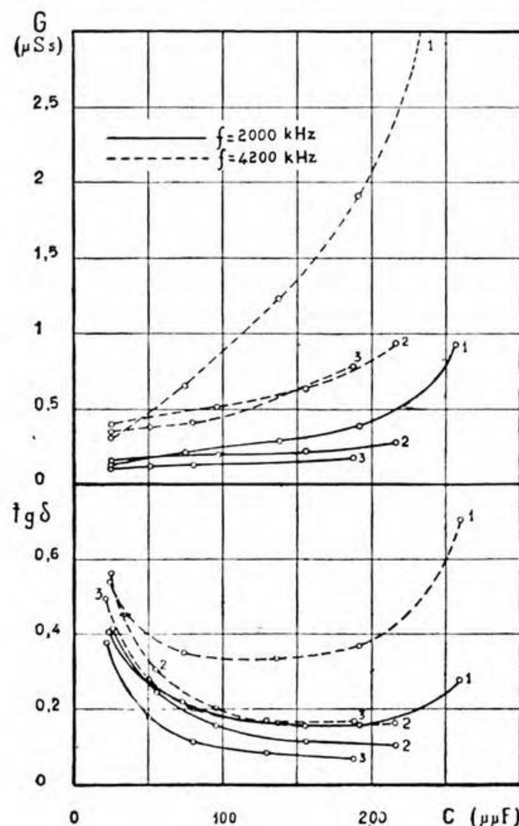


Fig. 16. — Risultati delle misure sui condensatori N° 1, 2, 3.

tracciati, per i condensatori N° 2 e 3 e per la frequenza di 4200 kHz, i diagrammi della tangente dell'angolo di perdita relativo alla parte variabile del condensatore. Tale angolo di perdita è stato calcolato in base alla differenza tra la capacità effettiva e quella minima o residua ed alla differenza tra i corrispondenti valori della conduttanza di perdita. Per il condensatore N° 1 il medesimo calcolo dà valori assai più elevati, che variano da 0,26 a 0,76 × 10^{-3}, per valori di capacità crescenti dal minimo al massimo.

6. - Variante del circuito di misura.

Per l'estensione del campo delle misure a frequenze notevolmente più alte, oltre alle accennate modifiche nell'attuazione del circuito, si ritiene che converrebbe trasformare completamente lo

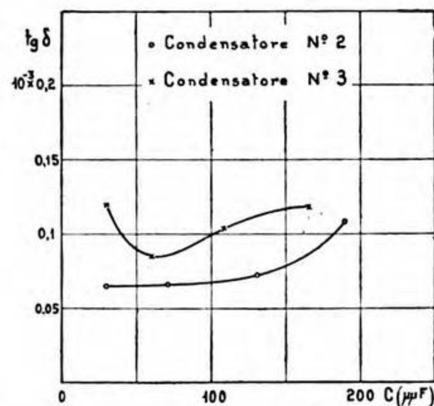


Fig. 17. — Angolo di perdita relativo alla parte variabile della capacità dei condensatori N° 2 e 3, per 4200 kHz.

schema in un circuito in serie e usare, come elemento di confronto, resistenze di piccolo valore in serie, anzichè resistenze elevate in parallelo. Lo schema di principio diverrebbe allora quello tracciato

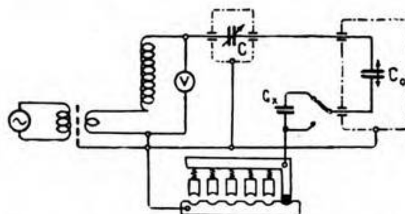


Fig. 18. — Variante del circuito di misura, per più alte frequenze.

in fig. 18, nel quale C è un condensatore che permette di accordare il circuito per varî valori iniziali di C_0, e la cassetta di resistenze è disposta in modo da eliminare l'effetto della resistenza della caviglia di contatto e delle sbarre collettrici.

E' interessante osservare che con questo schema si misura per confronto diretto il valore della resistenza in serie, equivalente alle perdite complessive del condensatore, senza necessità di taratura della capacità C_0 di confronto, restando così eliminata un'eventuale causa di errore. La cassetta di resistenze dovrebbe essere costituita

di valori compresi tra 0,01 e 0,2 ohm e dovrebbe essere opportunamente ed accuratamente studiata per superare le prevedibili difficoltà di attuazione.

7. - Conclusione.

Il metodo di sostituzione descritto permette di determinare con sufficiente approssimazione l'angolo di perdita dei condensatori usati nei circuiti ad alta frequenza, senza che occorra conoscere le perdite ohmiche nel condensatore ausiliario. Inoltre, nei confronti col metodo ordinario di sostituzione, esso consente di eliminare agevolmente gli effetti della resistenza delle connessioni tra il condensatore ed il circuito di misura, riuscendo così di particolare utilità quando occorra eseguire prove su condensatori o campioni di materiali isolanti in ambiente chiuso, come, ad esempio, quando si voglia ricercare l'effetto della temperatura o dell'umidità sull'angolo di perdita.

Livorno, ottobre 1934-XII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

IL MAGNETRON COME RESISTENZA NEGATIVA

NELLO CARRARA

È stato osservato (Ranzi, Slutzkin e Steinberg) che il magnetron, quando la direzione del campo magnetico è obliqua rispetto a quella del catodo, può presentare valori anormali di corrente anodica e resistenza negativa. Il Ranzi attribuisce i primi alla presenza di oscillazioni elettroniche nell'interno del tubo, mentre avanza l'ipotesi che la seconda sia dovuta al particolare andamento delle traiettorie percorse dagli elettroni. Secondo altri invece (Hollmann) in questo particolare andamento delle traiettorie va ricercata la causa tanto dei valori anormali di corrente anodica, quanto della resistenza negativa. Su questa base sono stati fondati i più recenti studi (Megaw) riguardanti l'impiego del magnetron come generatore di oscillazioni elettriche (dinatron).

Nel presente lavoro sono svolte alcune considerazioni teoriche, convalidate da risultati sperimentali, che portano ad escludere quest'ultima spiegazione; altre considerazioni conducono a formulare l'ipotesi che la causa dei fenomeni descritti risieda unicamente nelle oscillazioni elettroniche che, come abbiamo accertato, il magnetron manifesta sempre insieme con essi.

1. — Gli elettroni emergenti dal filamento di un diodo ad elettrodi cilindrici, accelerati verso la placca da un campo elettrico radiale e deviati da un campo magnetico avente la direzione del catodo, percorrono traiettorie giacenti in piani normali al campo magnetico; non appena questo supera un certo valore critico, determinato dal campo elettrico e dal raggio anodico, le traiettorie non incontrano l'anodo ed assumono forma di « quasi-cardioidi ». In tal caso nessun elettrone può raggiungere la placca e, conseguentemente, la corrente anodica, che si mantiene costante finchè il campo magnetico ha un valore inferiore a quello critico, cade bruscamente a zero.

Il diodo, usato in queste condizioni [magnetron di Hull (1)], può alimentare, in circuiti esterni appropriati, correnti oscillanti di frequenza elevatissima (2), cui corrisponde un periodo (3) molto vicino al valore doppio del tempo, tempo di transito, che gli elettroni impiegano a superare la distanza catodo-anodo.

È stato inoltre provato (4) che, orientando la direzione del campo magnetico in modo che essa formi un angolo α abbastanza piccolo

(1) A. W. Hull: Phys. Rev., 1921, XVIII, p. 31.
(2) A. Žáček: Z. S. f. Math. u. Phys., 1924, LIII, p. 378.
(3) K. Okabe: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 652.
(4) A. Slutzkin e D. Steinberg: Ann. d. Phys., 1929, I, p. 658.

(non superiore a circa 10°) con il filamento, queste oscillazioni si innescano molto più facilmente, raggiungendo anche, per opportuni valori di α, maggiori potenze oscillatorie.

L'andamento della corrente anodica i_a, in funzione della corrente i_m che produce il campo magnetico H, quando l'angolo α è diverso da zero, presenta alcune anomalie. La corrente, dopo aver raggiunto un valore minimo per H superiore al valore critico H_{cr} torna a crescere con il crescere di H, per poi nuovamente diminuire (e noi abbiamo osservato, nel corso di alcune esperienze eseguite con un magnetron Philips TAM 1.5/50, che il massimo raggiunto in queste condizioni dalla i_a può superare notevolmente il valore

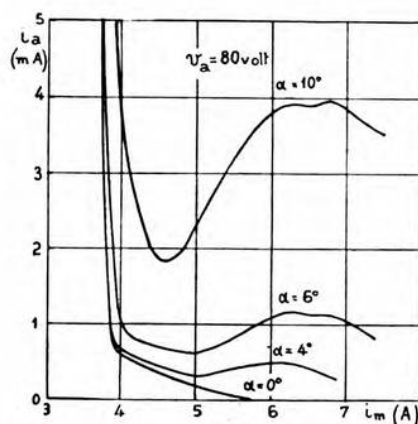
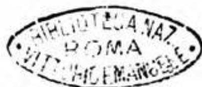


Fig. 1. — Caratteristiche $i_a = f(i_m)$ del magnetron con campo magnetico obliquo rispetto alla direzione del catodo (Ranzi). (A 1 ampere di i_m corrisponde un campo di 37,6 oersted).

della corrente normale di saturazione). Inoltre, quando il rapporto fra la lunghezza e il raggio della placca è abbastanza elevato (~ 5), può accadere che, per appropriati valori di H e di α (compresi fra quei limiti, entro i quali si ha l'aumento anormale di i_a), la caratteristica $i_a = f(v_a)$ (v_a tensione anodica) presenti un tratto discendente. In tali condizioni il magnetron, presentando resistenza negativa, è in grado di mantenere, in un circuito oscillatorio esterno, correnti oscillanti, la cui frequenza può assumere i valori più diversi, da quelli delle frequenze acustiche a quelli delle più elevate radiofrequenze.

Il comportamento del magnetron come resistenza negativa, è stato messo in luce ed ampiamente studiato da Ranzi (5). Riportiamo in fig. 1 alcune caratteristiche $i_a = f(i_m)$ per diversi valori di α, e in fig. 2 alcune caratteristiche $i_a = f(v_a)$, ottenute dal Ranzi con un tubo Philips DA 08.10. È ben visibile nella caratteristica corrispondente ad $\alpha = 10°$ (fig. 2) il tratto con pendenza negativa.

(5) I. Ranzi: Nuovo Cimento, 1929, VI, p. 249 e 310.



Le conclusioni alle quali il Ranzi è pervenuto, in base ai risultati delle sue esperienze, possono riassumersi nel modo seguente:

1) gli aumenti anormali di corrente anodica al crescere del campo magnetico sono dovuti alla presenza di oscillazioni elettroniche nell'interno del tubo;

2) talvolta, e soltanto in corrispondenza degli aumenti anormali di corrente anodica, il tubo presenta resistenza negativa;

3) poichè non sempre il tubo presenta resistenza negativa, pur presentando gli aumenti anormali di corrente anodica, sembrerebbe non esservi alcuna stretta relazione fra questi due fenomeni;

4) causa probabile della resistenza negativa potrebbe essere una particolare distribuzione della carica spaziale, o l'influenza della orientazione del campo sulle traiettorie elettroniche.

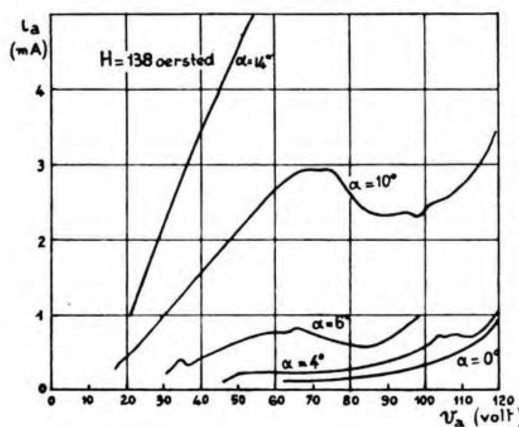


Fig. 2. — Caratteristiche $i_a = f(v_a)$ del magnetron con campo magnetico obliquo rispetto alla direzione del catodo (Ranzi).

Queste ricerche sono state successivamente riprese da Hollmann [6], il quale è pervenuto alla conclusione che le oscillazioni elettroniche e la presenza, in opportune condizioni, della resistenza negativa sono due fenomeni completamente indipendenti e che la resistenza negativa, insieme con le anomalie di $i_a = f(i_m)$, è da attribuire soltanto alla particolare forma delle traiettorie percorse dagli elettroni, quando α è diverso da zero.

Questo modo di vedere è stato accettato senz'altro da coloro che si sono ulteriormente occupati dell'argomento [7], ed hanno studiato l'impiego del magnetron come generatore di oscillazioni elettriche (dinatron) di qualunque frequenza (anche acustica).

---

(6) H. E. Hollmann: Ann. d. Phys., 1931, VIII, p. 956.
(7) E. C. Megaw: J. I. E. E., 1933, LXX, p. 313.

Nel presente lavoro la teoria del Hollmann viene discussa; viene mostrato che, se si prendono in esame diodi ad elettrodi cilindrici, non sembra che la resistenza negativa e gli aumenti anormali della corrente anodica al crescere di i_m possano essere imputati alla forma delle traiettorie elettroniche; viene infine avanzata l'ipotesi, confermata da alcune osservazioni di carattere sperimentale, che i fenomeni stessi trovino unicamente origine nelle oscillazioni elettroniche di elevatissima frequenza, che, come Ranzi riconobbe, determinano l'andamento anormale delle caratteristiche $i_a = f(v_a)$.

2. — Esponiamo qui la trattazione teorica, secondo Hollmann, del movimento degli elettroni, la quale muove dalle seguenti ipotesi semplificative: elettrodi piani, carica spaziale trascurabile, campo elettrico E uniforme, campo magnetico H inclinato di un angolo α non grande rispetto alla direzione del catodo.

Una scelta opportuna degli assi di riferimento, ci permette di pervenire, assai più rapidamente di Hollmann, ai medesimi risultati e di darne espressioni molto più semplici, le quali consentono una facile visione della forma delle traiettorie cercate.

Assumiamo dunque gli assi nel modo seguente: l'asse z in direzione di H; l'asse y, a questo normale, nel piano del catodo; l'asse x normale ai due. Avremo allora:

$$H_z = H \ , \ H_x = H_y = 0 \ ;$$

$$E_x = E \cos \alpha \ , \ E_y = 0 \ , \ E_z = E \operatorname{sen} \alpha \ .$$

Le equazioni del moto di un elettrone possono scriversi:

$$[1] \qquad \begin{cases} m\,\dot{v}_x = e\,E_x - e\,v_y\,H \ , \\ m\,\dot{v}_y = e\,v_x\,H \ , \\ m\,\dot{v}_z = e\,E_z \ , \end{cases}$$

(e carica e m massa dell'elettrone), le quali forniscono subito, per un elettrone emergente dall'origine all'istante $t = 0$ con velocità iniziale nulla [8]:

$$[2] \qquad \begin{cases} x = \dfrac{E_x}{\dfrac{e}{m} H^2} (1 - \cos \omega t) \ , \\ y = \dfrac{E_x}{\dfrac{e}{m} H^2} (\omega t - \operatorname{sen} \omega t) \ , \\ z = \dfrac{1}{2} \dfrac{E_z}{\dfrac{e}{m} H^2} (\omega t)^2 \ , \quad (\omega = \dfrac{e}{m} H) \ . \end{cases}$$

(8) Vedi appendice I.

Le [2] mostrano che la proiezione sul piano $x\,y$ della traiettoria dell'elettrone è una cicloide di raggio:

$$r = \frac{E \cos \alpha}{\frac{e}{m} H^2},$$

e che l'elettrone si allontana dal piano $x\,y$ con moto uniformemente accelerato. Dopo il tempo $t = 2\,\pi/\omega$, quando la proiezione ha

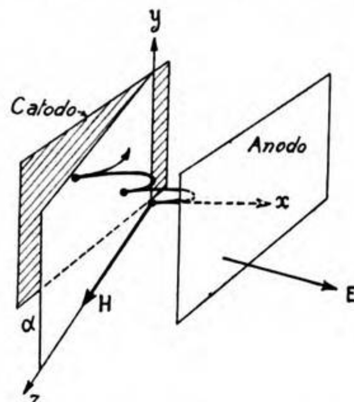


Fig. 3. — Traiettoria di un elettrone in un magnetron con elettrodi piani: campo magnetico obliquo, campo elettrico uniforme, velocità iniziale nulla.

descritto il primo arco completo di cicloide, l'elettrone si è allontanato dal piano $x\,y$ di:

$$z = \frac{1}{2} \frac{E \operatorname{sen} \alpha}{\frac{e}{m} H^2} (2\,\pi)^2 = 2\,\pi^2\, r \operatorname{tg} \alpha .$$

L'andamento di una di tali traiettorie è (grosso modo) rappresentato in fig. 3.

Per $\alpha = 0°$, la traiettoria è una cicloide in un piano normale agli elettrodi e ad H; in questo caso il valore del campo critico si verifica per $R = 2\,r$ (R distanza fra gli elettrodi), cioè per:

$$H_c = \sqrt{\frac{2\,m}{e}} \sqrt{\frac{E}{R}} = \sqrt{\frac{2\,m}{e}} \frac{\sqrt{v_a}}{R}.$$

La fig. 4 mostra le proiezioni sul piano $x\,z$ delle traiettorie degli elettroni emergenti dall'origine degli assi, per diversi valori di H, mentre v_a è mantenuta costante. Si nota che per $H < 100$ oersted gli elettroni colpiscono sempre l'anodo; per $H = 100$ oersted sfug-

gono: conseguentemente la corrente anodica deve diminuire; per $H = 150$ oersted essi colpiscono nuovamente l'anodo e quindi la corrente deve aumentare per poi diminuire e così via. Analogo andamento della corrente, in funzione di v_a, può essere riconosciuto in

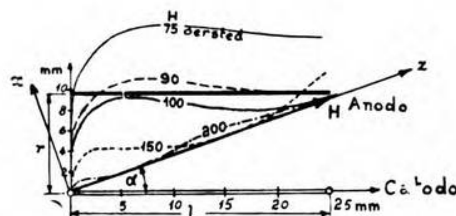


Fig. 4. — Proiezione in un piano normale agli elettrodi delle traiettorie elettroniche, per diversi valori di H (Hollmann); $v_a = 630$ volt, $\alpha = 20^o$.

base alla fig. 5, che rappresenta le proiezioni delle traiettorie sul piano $x z$ per uno stesso valore di H e per diversi valori di v_a.

Le considerazioni svolte sembrano giustificare i risultati del Ranzi. Rimane tuttavia qualche dubbio: l'esperienza mostra un solo aumento anormale della corrente e non una serie, come la teoria farebbe prevedere; inoltre ci si può domandare quali risultati si otterrebbero considerando un diodo ad elettrodi cilindrici, visto che,

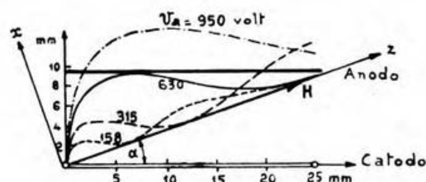


Fig. 5. — Proiezione in un piano normale agli elettrodi delle traiettorie elettroniche, per diversi valori di v_a (Hollmann); $H = 100$ oersted, $\alpha = 20^o$.

come il Ranzi ha riconosciuto, questa circostanza è necessaria perchè i fenomeni in esame si presentino.

A questo proposito (passaggio dal caso del diodo ad elettrodi piani al caso del diodo ad elettrodi cilindrici) giova fare subito una osservazione assai importante. Nella teoria ora svolta per un diodo con elettrodi piani si è supposto il campo elettrico uniforme: ne segue che, in assenza di campo magnetico, il moto elettronico è uniformemente accelerato. Quando per contro il diodo ha gli elettrodi cilindrici, il potenziale v_r, ad una distanza r dal filamento, è:

$$v_r = v_a \, f(r) ,$$

ove la $f(r)$, nell'ipotesi di carica spaziale nulla (ed è questo il caso a cui possiamo limitarci, perchè i fenomeni in esame si presentano

anche quando il potenziale anodico è molto elevato), è a sua volta:

$$f(r) = \frac{\log (r/r_0)}{\log (R/r_0)}$$

(R ed r_0 indicano i raggi dell'anodo e del filamento); sì che, per r_0 tendente a zero, si riduce a (9):

$$f(r) = 1, \quad \text{onde} \quad v_r = v_a .$$

Se dunque il rapporto r_0/R, come accade realmente in pratica, è molto piccolo, si è portati a considerare il campo elettrico come se fosse concentrato in una guaina di sottile spessore avvolgente il filamento e a ritenerlo trascurabile nel rimanente spazio interelettrodico. In tale ipotesi gli elettroni acquistano tutta la loro forza viva nell'attraversamento della guaina e per il resto si muovono di moto uniforme.

Introducendo la medesima ipotesi $f(r) = 1$ nella equazione generale del tempo di transito, trovata da Hull, per il caso in cui $\alpha = 0^\circ$ ed H ha il valore critico (10):

$$T = \left(2 \frac{e}{m} v_a\right)^{-1/2} \int_{r_0}^{R} \left[f(r) - \frac{r^2}{R^2} \right]^{-1/2} dr ,$$

si ottiene appunto il valore (11):

$$T = \frac{\pi m}{H_c e} ,$$

che è quello generalmente adottato per il calcolo della frequenza delle oscillazioni elettroniche generate dal magnetron, e risulta in buon accordo con i risultati sperimentali.

Sembra dunque opportuno di cercare a quali risultati si giunga, se si modifica la teoria del Hollmann, supponendo una distribuzione del campo elettrico analoga a quella che si suole considerare nel caso dei magnetron ad elettrodi cilindrici; supponendo cioè che gli elettroni si muovano con velocità costante v, acquistata lungo un percorso di estensione trascurabile, dopo l'uscita dal catodo.

3. — In queste ipotesi, assumendo la medesima terna di riferimento scelta nel paragrafo precedente e indicata nelle fig. 3 e 6, le equazioni del moto diventano:

$$m \dot{v}_x = - e v_y H , \quad m \dot{v}_y = e v_x H , \quad m \dot{v}_z = 0.$$

---

(9) S. B. Hoag: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1133.
C. S. Megaw: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1748.

(10) Vedi la nota (1).

(11) In questa espressione è stato introdotto il valore del campo critico calcolato per i diodi ad elettrodi cilindrici $H_c = \sqrt{8\, m/e}\, \sqrt{v_a}\, R$; vedi anche la formula [7] del testo e l'appendice III.

Derivando la prima e sostituendo il valore $\dot{v}_y$ fornito dalla seconda, si ha:

$$\ddot{v}_x = -\omega^2 v_x \quad , \quad \text{ove} \quad \omega = \frac{e}{m} H.$$

Da questa e dalle precedenti, con le condizioni iniziali per $t = 0$:

$$v_x = v \cos \alpha \quad , \quad v_y = 0 \quad , \quad v_z = v \,\text{sen}\, \alpha \quad , \quad x = y = z = 0,$$

si ottiene:

$$v_x = v \cos \alpha \cos \omega t, \qquad x = \frac{v}{\omega} \cos \alpha \,\text{sen}\, \omega t,$$

$$v_y = v \cos \alpha \,\text{sen}\, \omega t, \qquad y = \frac{v}{\omega} \cos \alpha \,(1 - \cos \omega t),$$

$$v_z = v \,\text{sen}\, \alpha, \qquad z = \frac{v}{\omega} \omega t \,\text{sen}\, \alpha.$$

Le x , y , z ora ottenute sono quelle di un'elica (fig. 6) di passo $(2\pi v/\omega)$ sen α, avvolta sopra una superficie cilindrica di raggio

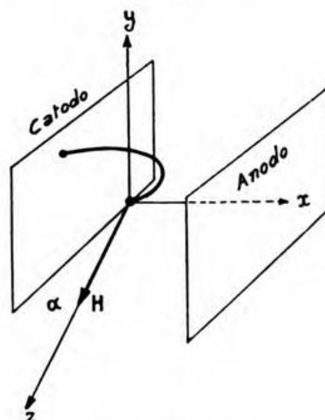


Fig. 6. — Traiettoria di un elettrone in un magnetron con elettrodi piani: campo magnetico obliquo, campo elettrico nullo, velocità iniziale diversa da zero.

(v/ω) cos α. L'asse z è una generatrice di questa superficie, ed il piano $x\,z$ è tangente ad essa lungo z.

Ma l'elettrone non potrà percorrere neppure una spira di questa elica, perchè (essendo α dell'ordine della decina di gradi), prima di averla compiuta, incontrerà il piano del catodo. Infatti o l'incontro avviene per $\omega t \leqslant (3/2)\,\pi$ o non avviene più; certamente avviene, se il valore assoluto del rapporto x/z (fra le coordinate dell'elettrone mobile), calcolato per $(3/2)\,\pi$, è maggiore del valore assoluto del rapporto X/Z, fra le coordinate correnti del piano.

Dalla condizione ora posta, $|x/z| > |X/Z|$, si deduce l'altra $\operatorname{tg}^2 \alpha < (3/2)\,\pi$, che è largamente soddisfatta. Dunque: *la traiettoria elettronica è, nelle ipotesi fatte, limitata ad una porzione di spira elicoidale i cui estremi sono sul catodo.*

Il massimo avvicinamento dell'elettrone alla placca si ha per $\omega t = \pi/2$, per il quale valore $x = (v/\omega) \cos \alpha$; se v_a indica il potenziale anodico:

$$v = \sqrt{\frac{2 e v_a}{m}}, \text{ quindi } x = \sqrt{\frac{2 m}{e}} \frac{\sqrt{v_a}}{H} \cos \alpha,$$

cioè si ha l'incontro fra gli elettroni e la placca, solo se è

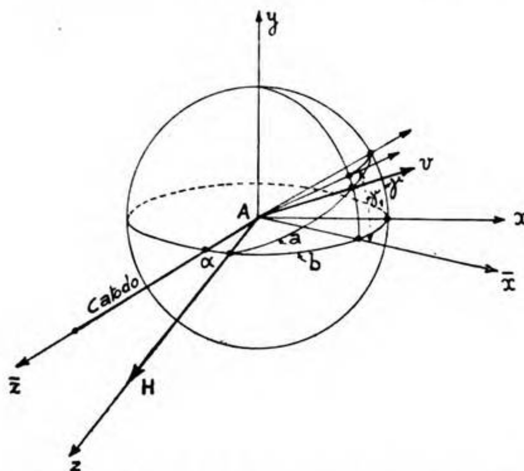


Fig. 7. — Orientazione degli assi di riferimento per lo studio delle traiettorie elettroniche in un magnetron con elettrodi cilindrici.

$x \cos \alpha \geq R$ (R distanza fra gli elettrodi), cioè se il campo e il potenziale soddisfano alla condizione:

$$H \leq \sqrt{\frac{2 m}{e}} \frac{\sqrt{v_a}}{R} \cos^2 \alpha.$$

Ritroviamo perciò caratteristiche perfettamente analoghe a quelle che si otterrebbero per $\alpha = 0^\circ$. Con l'introduzione delle nuove ipotesi, che rappresentano un avvicinamento al caso reale, le anomalie nella corrente anodica e la resistenza negativa, nel caso di elettrodi piani, non possono essere giustificate in base alle traiettorie elettroniche.

Notiamo che la condizione ora trovata differisce solo per un coefficiente 2 dalla condizione generale del Hull. Come vedremo, ciò dipende soltanto dall'aver supposto piani gli elettrodi del diodo.

4. — Estendiamo le considerazioni svolte nel paragrafo precedente al caso di un magnetron con elettrodi cilindrici.

Assumiamo un sistema di riferimento con l'origine A su un estremo del filamento (fig. 7), con l'asse z orientato come il campo magnetico; con l'asse y normale al piano formato dal filamento ($\bar{z}$) e dall'asse z; con l'asse x normale ai due.

Sia v la velocità con la quale, all'istante $t = 0$, emerge un elettrone dall'origine A; il piano $z\,v$ interseca il piano $x\,y$ secondo una retta che forma l'angolo γ con l'asse delle x. Tale angolo è sufficiente a fissare l'orientazione di v, poichè v è normale a $\bar{z}$ (filamento). Al medesimo istante $t = 0$ emergono da A elettroni, con velocità orientate comunque nel piano normale a $\bar{z}$, ma per ora limiteremo le nostre considerazioni al movimento di quelli le cui velocità hanno orientazioni fissate da valori di γ compresi fra $-\pi/2$ e $\pi/2$.

Sempre con riferimento alla fig. 7, le componenti di v nella direzione degli assi (per $t = 0$), sono:

$$[3] \qquad \begin{cases} v_x = v \operatorname{sen} a \cos\gamma, \\ v_y = v \operatorname{sen} a \operatorname{sen}\gamma, \\ v_z = v \cos a, \end{cases}$$

ove:

$$v = \left(\frac{2e}{m} v_a\right)^{1/2},$$

$$\operatorname{sen} a = \frac{1}{(1 + \cos^2\gamma \operatorname{tg}^2\alpha)^{1/2}}, \qquad \cos a = \frac{\cos\gamma \operatorname{tg}\alpha}{(1 + \cos^2\gamma \operatorname{tg}^2\alpha)^{1/2}}.$$

Le equazioni del moto:

$$[4] \qquad m\dot{v}_x = -e\,v_y H, \quad m\dot{v}_y = e v_x H, \quad m\dot{v}_z = 0$$

forniscono (12):

$$[5] \qquad \begin{cases} v_x = v \operatorname{sen} a \cos(\omega t + \gamma), \\ v_y = v \operatorname{sen} a \operatorname{sen}(\omega t + \gamma), \\ v_z = v \cos a, \end{cases}$$

$$[6] \qquad \begin{cases} x = \dfrac{v}{\omega} \operatorname{sen} a \left\{-\operatorname{sen}\gamma + \operatorname{sen}(\omega t + \gamma)\right\}, \\ y = \dfrac{v}{\omega} \operatorname{sen} a \left\{\cos\gamma - \cos(\omega t + \gamma)\right\}, \\ z = \dfrac{v}{\omega} \omega t \cos a, \end{cases}$$

(12) Vedi appendice II.

ove:

$$\omega = \frac{e}{m} H.$$

Le [6] mostrano che la traiettoria percorsa dall'elettrone è un'elica cilindrica di raggio $r = (v/\omega)$ sen a e di passo $p = (2\pi v/\omega) \cos a$.

Per α sufficientemente piccolo (non maggiore di 10°) ammetteremo in prima approssimazione (errore inferiore al 2 %):

$$\text{sen}\, a = 1 \quad , \quad \cos a = \alpha \cos \gamma.$$

Perciò, ricordando anche il valore di v, otteniamo:

[7] $$r = \sqrt{\frac{2m}{e}} \frac{\sqrt{v_a}}{H} \, , \; p = 2\pi r \alpha \cos \gamma.$$

Dalla [7] si ricava l'espressione del campo critico per $r = R/2$:

$$H = \sqrt{\frac{8m}{e}} \frac{\sqrt{v_a}}{R},$$

perfettamente coincidente con quella del Hull; come, del resto, ci

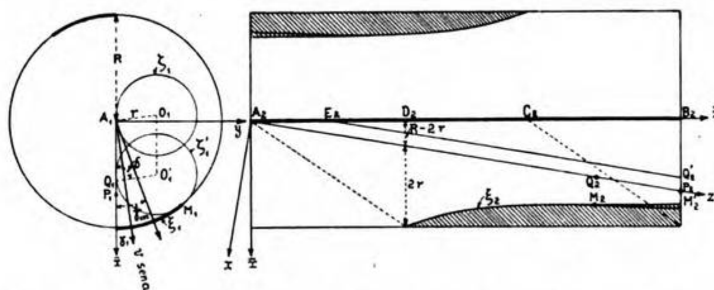


Fig. 8. — Costruzione grafica delle zone sottoposte a bombardamento elettronico in un magnetron con elettrodi cilindrici, quando la direzione del campo magnetico è obliqua rispetto a quella del catodo.

aspettavamo, perchè è possibile dimostrare che tale valore è indipendente dalla distribuzione del campo elettrico, purchè radiale [13].

Vogliamo ora cercare di rappresentarci la forma delle regioni che, sulla placca, vengono investite dagli elettroni emessi dal filamento, supponendo, salvo a ritornare in seguito su questo punto, che il rapporto $\eta = 2\pi r \alpha (\cos \gamma)/l$ (l lunghezza del filamento) sia molto piccolo, sì che le spire delle eliche risultino molto serrate. In tal caso l'incontro fra un elettrone e la placca avviene in un intorno assai ristretto del punto M, appartenente alla linea di intersezione

[13] Vedi appendice III.

della placca con la superficie cilindrica su cui è avvolta l'elica percorsa dall'elettrone, che ha il minimo valore di $\bar{z}$.

Proiettiamo ortogonalmente gli elettrodi del tubo, le traiettorie elettroniche, i vettori velocità, gli angoli e via dicendo, sui piani $\bar{x}\,y$ e $\bar{x}\,\bar{z} \equiv x\,z$ (fig. 8).

Le proiezioni sul piano $\bar{x}\,y$ (prime proiezioni) verranno indicate con l'indice 1, quelle sul piano $x\,z$ (seconde proiezioni) con l'indice 2.

Nel piano $\bar{x}\,y$ il filamento si proietta in un punto A_1, la placca in una circonferenza di raggio R, mentre, nel piano $x\,z$ le proiezioni corrispondenti sono un segmento $A_2\,B_2$ ed un rettangolo.

L'elettrone emergente dall'origine $A \equiv A_1\,A_2$, con velocità di orientazione fissata da γ (o, come diremo più brevemente, un elettrone γ, oppure una velocità γ), percorre dunque un'elica cilindrica di raggio r, il cui asse, sghembo rispetto a $\bar{z}$ e parallelo a z, forma con $\bar{z}$ l'angolo α. La superficie cilindrica su cui una tale elica è avvolta (vedi anche fig. 7) è segata dal piano $x\,y$ secondo una circonferenza ζ di raggio r; la proiezione di questa circonferenza sul piano $\bar{x}\,y$ è un'ellisse, che può tuttavia essere considerata, in prima approssimazione, ancora come una circonferenza ζ_1 di raggio r, grazie alla supposta piccolezza di α. La proiezione della velocità v sul piano $x\,y$ (che è v sen a, tangente a ζ in A_1), proiettata a sua volta sul piano $x\,y$, è tangente a ζ_1 in A_1, e forma con $\bar{x}$ un angolo γ_1 assai poco diverso da γ, sempre per la supposta piccolezza di α. Le proiezioni sul piano $\bar{x}\,y$ delle intersezioni di piani paralleli ad $\bar{x}\,y$ con la superficie cilindrica su cui è avvolta l'elica, sono (per α piccolo) altrettante circonferenze, i cui centri si trovano sopra una parallela condotta per O_1 all'asse $\bar{x}$.

Consideriamo quella ζ'_1 che è tangente (internamente) alla circonferenza di raggio R. Il punto di contatto M_1 è la prima proiezione del punto M, del quale si è parlato precedentemente. Il punto M si troverà proprio sulla placca se il segmento $O_1\,O'_1$ sarà minore o tutt'al più eguale ad $A_1\,P_1$ (dove P_1 è la prima proiezione del punto nel quale una retta parallela al campo magnetico, condotta per A, incontra il piano $\bar{z} = l$; la seconda proiezione è P_2); altrimenti sarà esterno alla placca.

Per trovare la seconda proiezione di M (M_2) basterà da O'_1 condurre la parallela ad $O_1\,A_1$ fino ad incontrare la $\bar{x}$ in Q_1, da Q_1 condurre la parallela ad $A_2\,B_2$ fino ad incontrare in Q_2 la $A_2\,P_2$, e finalmente M_2 dovrà avere la stessa $\bar{z}$ di Q_2 e la stessa $\bar{x}$ di M_1. In modo identico si procede per ogni altro elettrone.

Il luogo dei punti M per gli elettroni uscenti da A ($-\pi/2 \leqslant \gamma < \pi/2$) è una linea ξ le cui proiezioni sono rispettivamente ξ_1 e ξ_2. La linea ξ individua quella ristretta striscia nella quale la placca verrà colpita dagli elettroni provenienti da A, e solo da quelli di γ_1 compreso fra $-\pi/2$ e un certo valore massimo γ_{1m}, cui corrisponde un valore massimo γ_m. Le stesse considerazioni e

costruzioni si possono eseguire per tutti i punti del filamento, e per qualunque γ (tra o e 2π). Si riconoscono allora sulla placca due zone, il cui contorno è rappresentato nella fig. 8, colpite da elettroni. Sulla prima affluiscono gli elettroni di $\bar{z}$ compresa fra A e C ($A \equiv A_1, A_2$; $C \equiv C_1, C_2$) e di γ compreso fra $-\pi/2$ e l'angolo γ_m corrispondente alla $\bar{z}$ (mentre quelli di γ compreso fra γ_m e $\pi/2$ escono fuori dal cilindro anodico). Sulla seconda, analogamente, arrivano elettroni di $\bar{z}$ compresa fra B e D ($B \equiv B_1, B_2$; $D \equiv D_1, D_2$) e γ compreso fra $\pi/2$ un valore γ_m corrispondente alla $\bar{z}$ (mentre quelli di γ compreso fra γ_m e $3\pi/2$ escono fuori dal cilindro anodico). Per gli elettroni della prima zona il passo delle eliche è positivo (cioè orientato come H), per gli elettroni della seconda è negativo.

La porzione di filamento AC che fornisce elettroni alla prima zona ha lunghezza:

$$l_u = l - \frac{R - 2r}{\alpha}.$$

La porzione che fornisce elettroni alla seconda zona è BD, egualmente lunga.

L'angolo γ_{1m}, per elettroni emergenti da un elemento di filamento di data $\bar{z}$ e percorrenti eliche di passo positivo, è fornito da [14]:

$$\text{sen}\,\gamma_{1m} = \frac{(l - \bar{z})^2 \alpha^2 + 2Rr - R^2}{2r(l - \bar{z})\alpha};$$

analogamente si esprime l'angolo γ_{1m} per gli elettroni di passo negativo.

Si riconosce subito che tanto l_u quanto γ_{1m} sono crescenti con r. Ne deduciamo che, all'aumentare di r, aumenta la porzione della superficie del filamento, dalla quale la placca eroga corrente, e poichè r aumenta con l'aumentare di v_a e con il diminuire di H, concludiamo: *Quando il rapporto $\eta = p/l$ è molto piccolo, la teoria svolta mostra che la corrente anodica cresce con continuità al crescere di v_a ed al decrescere di H. Non è dunque possibile giustificare, in questo caso, nè l'andamento anomalo della corrente anodica, nè il presentarsi della resistenza negativa, fondandosi sulla forma delle traiettorie elettroniche.*

5. — Abbiamo fin qui supposto il passo delle eliche molto piccolo in confronto con la lunghezza del filamento. Questo può non accadere. Poichè il massimo valore di r che può interessarci è $r = R/2$; poichè inoltre le dimensioni normali dei tubi usati come magnetron sono tali che $l/R = \sim 5$; consegue che il massimo valore che il rapporto $\eta = p/l$ può assumere è, nei casi sperimentati, eguale a circa 0,6 α ($\gamma = 0$). Per valori di α attorno ai

---

([14]) Vedi appendice IV.

10°, troviamo $\eta = 0{,}12$; e veramente questo limite superiore non è così piccolo da permetterci di accettare senz'altro, in ogni caso, le conclusioni del paragrafo precedente.

Tuttavia è facile riconoscere subito che la lunghezza utile l_u del filamento rimane la stessa, poichè degli elettroni emergenti dal punto estremo utile $C \equiv C_1, C_2$ (fig. 8) solo quelli aventi γ molto vicino a $-\pi/2$, arrivano alla placca, secondo le considerazioni svolte nel paragrafo precedente, e, per essi, il passo $p = 2\pi r \alpha \cos\gamma$, può ritenersi piccolissimo per la piccolezza di $\cos\gamma$.

Consideriamo poi un elemento di catodo compreso nel tratto utile. Per gli elettroni, emergenti da esso con γ leggermente maggiore di $-\pi/2$, η è piccolo e per essi rimangono valevoli le considerazioni svolte al § 4; per gli altri, $-\pi/2 < \gamma < \pi/2$, procediamo come segue: determiniamo l'angolo γ_{1m}, come se la placca fosse stata accorciata di un tratto di lunghezza eguale al massimo passo delle eliche (tale angolo verrà chiamato, per distinguerlo dal corrispondente del § 4, γ^*_{1m}).

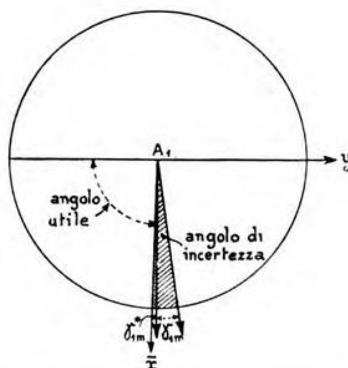


Fig. 9. — Settori di emissione degli elettroni uscenti dal catodo, distinti fra loro a seconda della certezza, incertezza o impossibilità, che gli elettroni arrivino all'anodo.

Tutti gli elettroni di γ minore di tal valore (e maggiore di $-\pi/2$) incontreranno sicuramente la placca, perchè l'elettrone nelle condizioni più sfavorevoli, cioè quello di $\gamma_1 = \gamma^*_{1m}$, o incontra la placca proprio nel punto di $\bar{z} = l - p$, oppure, proseguendo la sua traiettoria, la incontra in un punto di $\bar{z}$ compresa fra $l - p$ ed l. Poichè p è una frazione di l non eccessivamente grande, ci possiamo aspettare che la differenza fra l'angolo γ_{1m} fornito dalle considerazioni del paragrafo precedente e l'angolo γ^*_{1m} sia piuttosto piccola, in confronto con tutto l'angolo $\pi/2 + \gamma^*_{1m}$, dal quale gli elettroni arrivano sicuramente alla prima zona della placca. Ci se ne può assicurare, per esempio, con opportune costruzioni grafiche come quella della fig. 9, eseguita con i dati rilevabili dalla fig. 8,

per elettroni emergenti dal punto E, in condizioni fra le più sfavorevoli essendo γ_{1m} assai piccolo.

La corrente anodica, affluente alla prima zona, può dunque essere immaginata come la somma di due componenti: la prima, formata da elettroni di cui è certo l'arrivo $(-\pi/2 \leqslant \gamma_1 \leqslant \gamma^*_{1m})$, crescente regolarmente col crescere di v_a e con il decrescere di

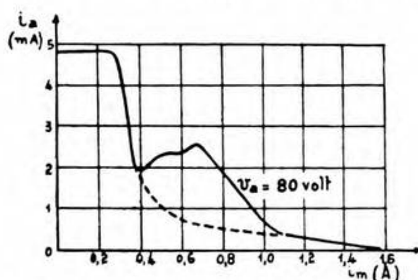


Fig. 10. — Caratteristica $i_a = f(i_m)$ in un magnetron con campo magnetico obliquo: la linea tratteggiata rappresenta i valori « normali » di corrente anodica.

H; la seconda, costituita da elettroni il cui arrivo è eventuale $(\gamma^*_{1m} < \gamma_1 \leqslant \gamma_{1m})$, della quale non possiamo dire altro che è assai più piccola della prima. Identiche considerazioni possono naturalmente svolgersi per la seconda zona.

Poichè i valori anormali nella corrente anodica possono superare di molto i valori normali corrispondenti valutati, come è rappresentato in fig. 10, con la linea tratteggiata, ci sembra non arrischiato concludere che, anche in questo caso: *le anomalie nella corrente anodica e la resistenza negativa nel magnetron non possono essere attribuite alla particolare forma delle traiettorie elettroniche.*

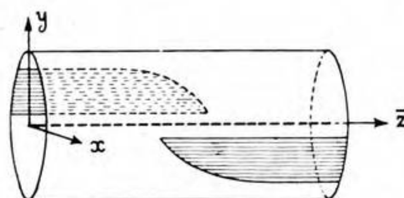


Fig. 11. — Schizzo delle zone bombardate dagli elettroni.

Le zone bombardate si arroventano, perchè ivi gli elettroni dissipano in calore la loro energia cinetica; esse diventano perciò visibili. Il loro contorno ha forma molto somigliante a quella prevista con la teoria ora svolta, come appare evidente se si confronta la fig. 11 con la fotografia (di Hollmann) riprodotta in fig. 12. Inoltre la teoria stessa giustifica il fatto che la corrente anodica si an-

nulla, al crescere di H oltre H_c, tanto meno rapidamente quanto più elevato è il valore dell'angolo α, poichè è facile riconoscere che tanto l_u, quanto γ_{1m} sono crescenti con α.

6. — Se escludiamo che i fenomeni in esame abbiano origine nella forma delle traiettorie, siamo ricondotti necessariamente ad attribuirli alla formazione di oscillazioni elettroniche, che, come il Ranzi ha accertato e come abbiamo constatato anche noi sperimentalmente, si presentano sempre insieme con essi. Abbiamo an-

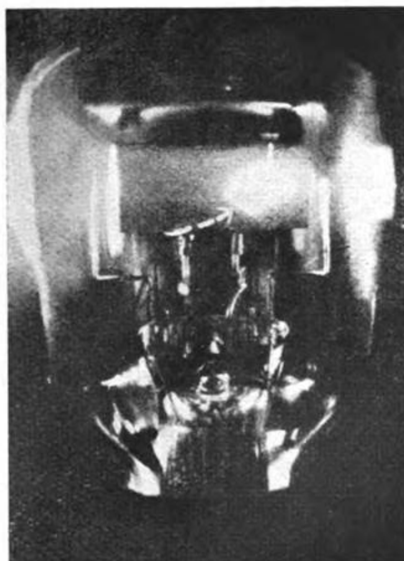


Fig. 12. — Fotografia di un magnetron: le zone della placca, bombardate dagli elettroni, si arroventano e diventano visibili (Hollmann).

che osservato nel corso di esperienze eseguite con un magnetron Philips TAM 1.5/50 che, quando si presentano gli aumenti anormali di corrente anodica (i quali, come già si è detto, possono superare notevolmente il valore della corrente normale di saturazione), lo splendore del catodo aumenta bruscamente, senza che in esso fluisca una maggiore corrente di accensione; anzi, al contrario, la corrente diminuisce, accusando un'aumentata resistenza, dovuta appunto all'aumento di temperatura. Tale aumento non può essere attribuito che a un intenso bombardamento di elettroni; i quali, all'atto dell'urto, avranno energia cinetica non nulla, soltanto se il magnetron è sede di oscillazioni.

D'altra parte la corrente anodica varia nello stesso senso della potenza oscillatoria con il variare delle tensioni di alimentazione

(tutt'al più si ha un leggero sfasamento, cioè l'una raggiunge il massimo per un valore di tensione poco diverso dall'altra).

E' naturale perciò pensare che si possano facilmente verificare condizioni per le quali la corrente anodica, oltrepassato il massimo, decresca con l'aumentare della tensione e, in conseguenza, il magnetron presenti resistenza negativa.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

APPENDICE I.

Derivando la prima delle [1] otteniamo:

$$m \ddot{v}_x = - e \dot{v}_y H,$$

e sostituendo il valore di $\dot{v}_y$ fornito dalla seconda delle [1]:

$$\ddot{v}_x = - \frac{e^2}{m^2} H^2 v_x ;$$

da questa:

$$v_x = A \text{ sen } \omega t + B \cos \omega t ; \quad \omega = \frac{e}{m} H.$$

Ma per $t = 0$, $v_x = v_y = 0$, perciò:

$$v_x = \frac{E_x}{H} \text{ sen } \omega t.$$

Ne deduciamo:

$$x = \frac{E_x}{\frac{e}{m} H^2} (1 - \cos \omega t) \text{ , (per } t = 0, \ x = 0).$$

APPENDICE II.

Derivando la prima delle [4] e sostituendo il valore di v_y che si ricava dalla seconda, otteniamo:

$$\ddot{v}_x = - \frac{e^2}{m^2} H^2 v_x ,$$

da cui:

$$v_x = A \text{ sen } \omega t + B \cos \omega t.$$

Ma per $t = 0$, $v_x = v$ sen $a \cos \gamma$, onde:

$$v_x = A \text{ sen } \omega t + v \text{ sen } a \cos \gamma \cos \omega t.$$

Da questa, derivando, otteniamo:

$$\dot{v}_x = A \omega \cos \omega t - v \omega \text{ sen } a \cos \gamma \text{ sen } \omega t.$$

Per $t = 0$ essa dà:

$$\dot{v}_x = A\,\omega.$$

Ma, per la prima delle [4], sempre per $t = 0$:

$$\dot{v}_x = -\frac{e}{m} H\, v \operatorname{sen} a \operatorname{sen} \gamma,$$

poichè, in tal caso:

$$v_y = v \operatorname{sen} a \operatorname{sen} \gamma\,;$$

ne deduciamo:

$$A = -v \operatorname{sen} a \operatorname{sen} \gamma,$$

onde, infine:

$$v_x = -v \operatorname{sen} a \operatorname{sen} \gamma \operatorname{sen} \omega t + v \operatorname{sen} a \cos \gamma \cos \omega t = v \operatorname{sen} a \cos(\omega t + \gamma).$$

Da questa (per $t = 0$, $x = 0$):

$$x = \frac{v}{\omega} \operatorname{sen} a \left\{ -\operatorname{sen} \gamma + \operatorname{sen}(\omega t - \gamma) \right\}.$$

APPENDICE III.

Come Hull ha mostrato, il campo critico, nel caso di un magnetron ad elettrodi cilindrici, si ottiene, riferendo il moto elettronico ad un sistema di coordinate cilindriche r, Θ, z, ponendo la condizione:

$$\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 = 2\frac{e}{m}\int_{r_0}^{R} E\,dr - \frac{e^2}{m^2 r^2}\left[\int_{r_0}^{R} H\,r\,dr\right]^2 = 0.$$

Il campo E è supposto radiale, il campo H uniforme, in direzione della z. Se ne deduce, qualunque sia la distribuzione di E:

$$H = \sqrt{\frac{8\,m}{e}}\;\frac{\sqrt{v_a}}{R},$$

ove:

$$v_a = \int_{r_0}^{R} E\,dr$$

è il potenziale anodico.

APPENDICE IV.

Con riferimento alla fig. 8, consideriamo gli elettroni emergenti dal punto $E \equiv E_1, E_2$; conduciamo da E_2 la parallela $E_2 Q'_2$ alla $A_2 P_2$ e tracciamo la prima proiezione Q_1 del punto Q' di cui Q'_2 è la seconda proiezione; con centro nel punto O'_1, equidistante da Q_1 e dalla circonferenza di raggio R, tracciamo nel piano $\overline{xy}$ una circonferenza di raggio r, che toccherà la prima in M_1; M_1 può

essere considerato come la prima proiezione del punto nel quale viene colpita la placca dall'elettrone, proveniente da E, la cui velocità ha il più grande valore di γ_1 (punto di contatto la cui $\bar{z}$ è eguale ad l; la sua seconda proiezione è M'_2). Tale angolo è indicato nella fig. 8 (eseguita per elettroni emergenti da A, e utilizzata qui, invece, per gli elettroni emergenti da E) con γ_1, ed è formato dall'asse $\bar{x}$ e da una semiretta uscente da A_1, normale a $O'_1\,Q_1$.

Indicando con δ l'angolo $\widehat{A_1\,Q_1\,O'_1}$ si riconosce che:

$$\widehat{O_1\,A_1\,Q_1} = 180^\circ - \delta$$

$$\gamma_1 = \widehat{O_1\,A_1\,Q_1} - 90^\circ = 90^\circ - \delta,$$

quindi:

$$\text{sen}\ \gamma_1 = \cos\delta = \frac{\overline{A_1\,Q_1}^2 + \overline{O'_1\,Q_1}^2 - \overline{A_1\,O'}^2}{2\,\overline{O'_1 Q_1}\cdot\overline{A_1\,Q_1}}\,.$$

Ma $\overline{A_1\,Q_1} = (l - \bar{z})\,\alpha$, $\overline{O'_1\,Q_1} = r$, $\overline{A_1\,O'_1} = R - r$, essendosi con $\bar{z}$ indicata l'ordinata di E_2, perciò:

$$\text{sen}\ \gamma_1 = \frac{(l - \bar{z})^2\,\alpha^2 + r^2 - (R - r)^2}{2\,r\,(l - \bar{z})\,\alpha}\,.$$

L'INDUSTRIA DEI RICEVITORI RADIOFONICI NEGLI STATI UNITI D'AMERICA

CESARE BORSARELLI

Si ricordano i primordi dell'industria radio negli Stati Uniti d'America e si espone il rapido sviluppo della produzione dei radioricevitori. Sulla base dei risultati conseguiti nel suo primo decennio di vita vengono considerate le caratteristiche principali della nuova industria, cioè l'alto grado di perfezione ad essa richiesto ed il suo continuo progredire, da cui deriva la necessità di intima collaborazione con la scienza e di accurata continua verifica della qualità dei prodotti. Vengono illustrate le particolarità tecniche ed economiche della radioindustria, il suo ordinamento, la scelta delle materie prime, i criteri ed i metodi per il progetto di nuovi tipi, l'organizzazione della produzione, la mano d'opera, la fluttuazione stagionale e l'aumento graduale della produzione, l'assorbimento da parte del mercato e la sua saturazione.

Considerazioni generali.

1. — L'industria radio, sorta da non più di tre decenni, immediatamente dopo la grande scoperta di Guglielmo Marconi, ha avuto un rapido sviluppo e già occupa fra le moderne industrie un posto notevole e caratteristico. L'iniziarono dapprima poche compagnie, dotate di ampi mezzi tecnici e di forti capitali, che si proponevano l'esclusiva produzione e l'esercizio degli apparecchi trasmettitori e ricevitori per le comunicazioni transoceaniche ed internazionali. Grande fu il merito di queste compagnie, che resero importanti servizi alla sicurezza della navigazione e quindi del commercio, favorirono il rapido affermarsi delle radiocomunicazioni e promossero lo sviluppo scientifico e tecnico in questo campo.

Negli anni della grande guerra, come è noto, le radiocomunicazioni assunsero nuovi aspetti assai importanti, nè l'evoluzione ebbe a rallentare nell'immediato dopoguerra (1). La radio trovò infatti in quel periodo di tempo un nuovo vasto campo di applicazione, quello delle audizioni radiofoniche (2), che doveva accrescerne enormemente la portata industriale, dando origine alla nuova grande industria dei ricevitori, dei tubi termoionici e dei materiali accessori (3).

---

(1) La comunicazione commerciale per via radio fra l'Italia e gli Stati Uniti d'America fu aperta il 16 agosto 1923.

(2) [FEDERAL TRADE COMMISSION]: Radio Industry - Government Printing Office, Washington, 1924.

(3) Questi elementi erano in gran parte prodotti anche prima del sorgere dell'industria dei radioricevitori, ma non formavano industrie a sè molto importanti.

Fu negli Stati Uniti d'America che la radiodiffusione ebbe inizio ed è là che ha raggiunto sinora il suo più ampio sviluppo. Su di esso si dispone di dati ufficiali e di risultati, che derivano da una esperienza di più di un decennio ed offrono materia ad uno studio critico di qualche interesse. Si tenga presente che il mercato americano si rivolge ad un pubblico di più di cento milioni di persone, la maggior parte con tenor di vita altamente civile, in un paese di circa nove milioni di km² libero da qualunque barriera doganale, e ricco di ogni genere di risorse naturali. Queste condizioni non sono tuttavia così particolari da rendere lo sviluppo industriale degli Stati Uniti completamente differente da quello dei paesi europei. Molte sono anzi le analogie fra le varie nazioni civili, sì che, adottando una scala di proporzione (che non potrà in genere essere *lineare*), i risultati e l'esperienza acquistati da un'industria in un dato paese, possono in genere venir applicati con vantaggio anche in altri.

Lo sviluppo dell'industria dei radioricevitori negli Stati Uniti d'America.

2. — Anche nell'America del Nord è Guglielmo Marconi che segna l'inizio di ogni attività nel campo radio: nel lontano 1899 (22 di novembre) venne formata, sotto le leggi dello Stato di New Jersey, la « Marconi Wireless Company of America », che fu la prima compagnia interessata all'industria radio negli Stati Uniti. Essa fu poi a distanza di tempo seguita da altre (4). Negli anni successivi anche le grandi compagnie dell'industria elettrica e telefonica vennero ad occuparsi della nuova industria (5). Nel 1919 poi, mediante l'intervento del governo americano, si formò la « Radio Corporation of America », che assorbì parecchie delle precedenti compagnie e iniziò una nuova fase di sviluppo per l'industria radio negli Stati Uniti (6).

L'industria dei ricevitori per le radioaudizioni ebbe inizio in America nel 1920. Il primo impianto di radiodiffusione fu costituito dalla Stazione KDKA della Westinghouse ad East Pittsburg (7). Devesi tuttavia notare, che il De Forest fu fra i primi a trasmettere musica e voce umana ed in particolare già nel 1910 eseguì una dimostrazione sperimentale dal « Metropolitan » di New York (8).

(4) « Telefunken Gesellschaft für drahtlose Telegraphie », « Compagnie Générale de Télégraphie sans Fils », « De Forest Radio Telephone and Telegraph Company », e altre.

(5) Nel 1914 abbiamo negli S. U. A. più di diciassette compagnie che si occupano delle radiocomunicazioni: vedi loc. cit. nota (2).

(6) Nel 1922 la R.C.A. era così divisa: la « General Electric Co. » possedeva il 47,50 % delle azioni, la « Westinghouse » il 38 %, l'« American Telegraph and Telephone Co. » il 7,65 %, l'« United Fruit Co. » il 6,85 %. Si ebbero però in seguito notevoli mutamenti: vedi loc. cit. nota (2).

(7) M. Codel: Radio and its future - Harper, New York, 1930.

(8) loc. cit. nota (7).

Nel gennaio 1921 vi erano negli Stati Uniti soltanto tre stazioni di radiodiffusione. Nel 1922 si verificò il rapido sviluppo indicato dal diagramma di fig. 1 [9], sì che alla fine di quell'anno le stazioni erano già 576 e, nell'agosto 1934, 585 [10]. In questi ultimi anni le stazioni americane non crebbero molto di numero, ma migliorarono in qualità e potenza fino alle ultime di 500 kW [11]. Il numero dei

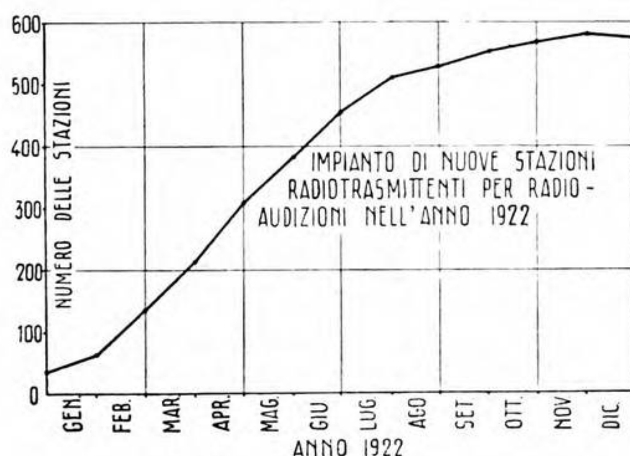


Fig. 1. — Sviluppo delle stazioni radiotrasmittenti negli S. U. A. (1922).

radioascoltatori e quindi dei ricevitori venduti è andato invece sempre aumentando, come risulta dal grafico di fig. 2 [12]. I numeri in esso indicati non possono essere rigorosamente esatti, poichè non essendovi negli Stati Uniti una tassa sulle audizioni radiofoniche, non è possibile aver il numero preciso dei radioascoltatori.

Più esatti ed economicamente importanti sono gli elementi forniti dal diagramma di fig. 3, dove è esposta la produzione totale della radioindustria degli Stati Uniti secondo i dati del « Department of Commerce » [13]. Si rileva quanto importante sia stato l'ef-

---

(9) H. L. Jome: Economics of the Radio Industry - A. W. Shaw, Chicago, 1925, p. 70.

(10) L. D. Barson: Radio Markets of the World - U. S. Department of Commerce, Washington, 1934.

(11) J. A. Chambers, L. F. Jones, G. W. Fyler, R. H. Williamson, E. A. Leach e J. A. Hutcheson: The W L W 500-kW Broadcast Transmitter - Proc. I.R.E., 1934, XXII, p. 1151.

(12) I dati di fig. 2 vennero ricavati come segue: quelli per gli anni dal 1922 fino al 1930, dal loc. cit. nota (7); quelli per il 1934 dal loc. cit. nota (10); quelli per gli anni intermedi, da pubblicazioni varie.

(13) I dati di fig. 3 vennero ricavati come segue: quelli riferentisi agli anni 1904 al 1909, dal loc. cit. nota (9); quelli per gli anni dal 1914 al 1931,

fetto della radiodiffusione sullo sviluppo totale dell'industria. Nel 1923, la produzione radio aumentò del 400 % rispetto a quella del 1921, e nel 1931 era ancora salita a quattro volte quella del 1923.

Già nel 1924 circa il 90 % dell'introito totale di una delle più importanti compagnie costruttrici era dovuto ai ricevitori per radio-

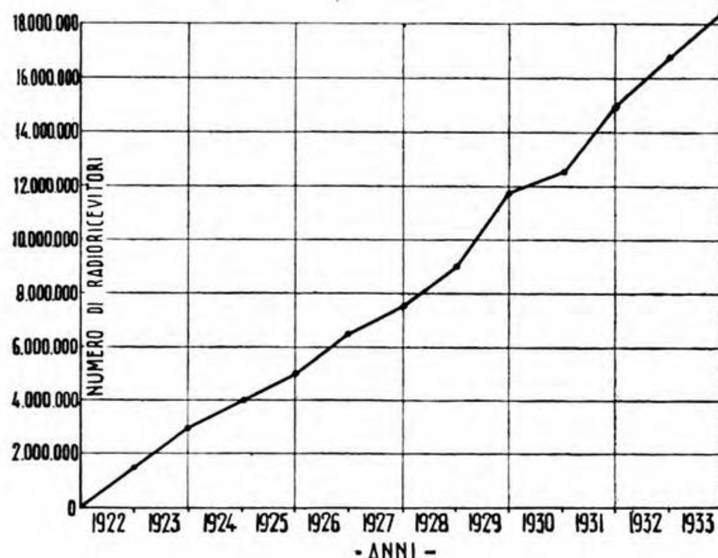


Fig. 2. — Numero di apparecchi distribuiti fra i radioascoltatori negli S. U. A.

diffusione (14); nelle cifre riportate dal « Census of Manufactures » per il 1927 i radioricevitori figurano per dollari 95.162.393,00, laddove gli apparecchi trasmittenti per dollari 2.233.483,00.

3. — Mentre l'industria radio delle grandi comunicazioni rimase sempre monopolio di poche compagnie di carattere internazionale (15), l'industria dei radioricevitori invece si sparse e si suddivise, spe-

---

dal biennale « Census of Manufactures » pubblicato dal « U. S. Department of Commerce, Bureau of Census ».

Si noti che quasi tutta questa produzione era consumata negli Stati Uniti poichè l'esportazione non rappresentò mai più del 14 %, ed in questi ultimi anni andò fortemente diminuendo; dovuto ciò al sorgere di fiorenti industrie nazionali. (Statistical Abstract of the U. S. - U. S. Department of Commerce, Washington, 1933, p. 464).

(14) loc. cit. nota (9).

(15) Nel 1927 il numero delle compagnie che negli S. U. A. si occupavano di comunicazioni per via radio era di cinque (Statistical Abstract of the U. S. - U. S. Department of Commerce, Washington, 1933, p. 316).

cialmente negli anni dal 1925 al 1929, in molte compagnie di carattere differente fra di loro per natura e per mezzi e quindi anche per qualità di produzione. Molte delle minori, che si limitavano a mettere insieme varie parti di produzione altrui, ebbero carattere quasi transitorio e furono eliminate in breve tempo (1929). Del resto, anche in quegli anni, gran parte della produzione era concentrata nelle grandi fabbriche, meglio dotate di mezzi tecnici e scien-

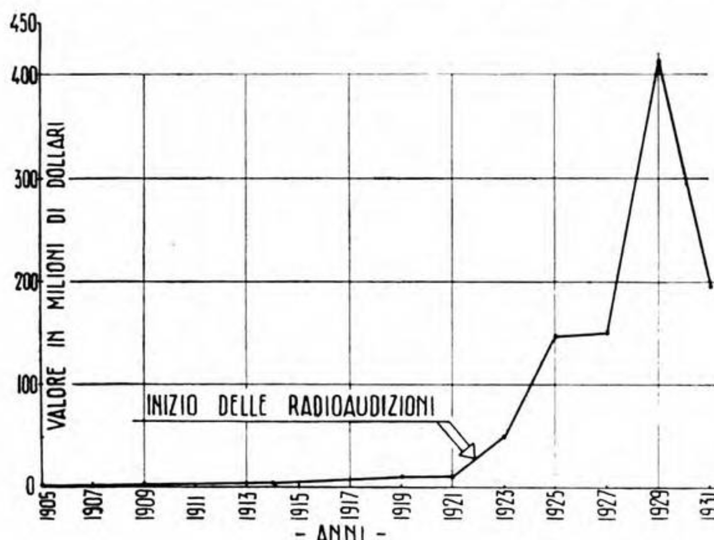


Fig. 3. — Produzione totale della radioindustria degli S. U. A.

tifici; cosicchè in un rapporto ufficiale dell'« U. S. Department of Labor » (16) veniva espressa l'opinione che quasi il 90 % della produzione provenisse da non più di venti manifatture. Nel 1931 (17) erano soltanto circa ottanta le fabbriche di radioricevitori e tale numero rimase pressochè costante negli anni seguenti.

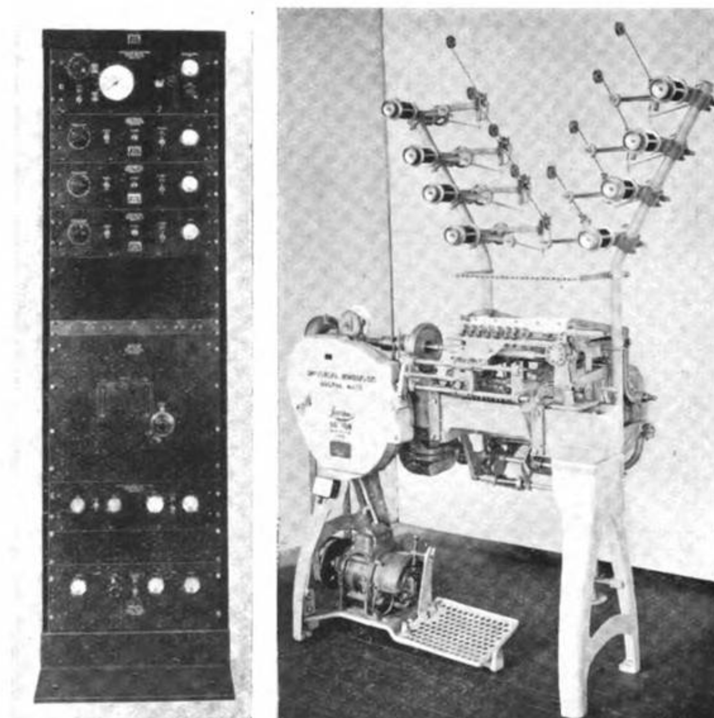
Dato il carattere del prodotto, la nuova industria favorì il sorgere di parecchie altre industrie ad essa supplementari. Prima fra queste è l'industria dei tubi termoionici, che ormai nella pratica è non solo legata a quella dei radioricevitori da relazioni commerciali, ma anche da vincoli industriali, in quanto che spesso le due manifatture sono gestite da compagnie collegate. Altre industrie riguardano quelle parti, che richiedono anch'esse particolare specializzazione, come altoparlanti, trasformatori, resistenze ed altri accessori.

---

(16) C. Manning: Fluctuation of employment in the radio industry - U. S. Department of Labor, Washington, 1931.

(17) Radio Retailing, ottobre 1931.

Contemporaneamente all'aprirsi delle fabbriche di apparecchi radio, forti capitali furono investiti nelle stazioni trasmittenti per audizioni radiofoniche e notevole fu il numero di persone di vario genere, tecnici ed artisti, che furono così impiegate (18). Non minori vantaggi trassero dallo sviluppo della radiodiffusione altre in-



Generatore di frequenze campione con l'approssimazione di 0,0000005 (General Radio Company).

Macchina automatica per una produzione giornaliera di 1000 bobine (Universal Winding Company).

Fig. 4. — Due fra i più tipici prodotti dell'industria ausiliare a quella dei radioricevitori.

dustrie ad essa collegate, sia per la fornitura di materie prime, sia per la produzione dello speciale macchinario e degli apparecchi occorrenti per i laboratori e per la misure (19) (fig. 4).

(18) Già nel 1924 il numero di persone addette alla radioindustria negli S. U. A. veniva valutato in 200.000, come risulta dal discorso pronunziato da H. Hoover, allora Ministro del Commercio, li 11 marzo 1924.

(19) Una delle più note manifatture di apparecchi di misura solo per la radio ha una produzione annuale di circa 3/4 di milione di dollari.

Si deve infine ricordare un'altra funzione importante dell'industria radio: il contributo notevole che essa porta al prestigio tecnico e scientifico del paese, guadagnandogli ammirazione e fiducia nel mercato mondiale, dove potranno così trovare smercio anche altri suoi prodotti. Vediamo in questo un nuovo esempio di quale sia nell'economia moderna l'importanza della scienza applicata, particolarmente nel ramo elettrico, e quali vantaggiose conseguenze possano derivarne per la produzione e per il commercio, cioè per il benessere economico della nazione.

Le caratteristiche della produzione dei radioricevitori.

4. — Una delle caratteristiche fondamentali dell'industria radio è la necessità d'un diretto e continuo contatto con la scienza, che ne dirige lo sviluppo. E se qui i progressi della scienza molto si avvantaggiano dall'indagine teorica, molto viene pure ottenuto, specialmente per quello che interessa l'industria, con la ricerca e con l'esperienza di laboratorio; sia perchè spesso si presentano in questo campo problemi di soluzione teorica troppo difficile e quindi più facilmente raggiungibile, se esiste, per via sperimentale, sia anche perchè il provare attentamente il modo di funzionare di un nuovo apparecchio è certo il mezzo migliore per prepararsi a perfezionarlo.

Così molta parte della produzione industriale deve essere progettata, costruita, provata e corretta in laboratorio; tutti i difetti riscontrati nel funzionamento del prodotto debbono essere ivi studiati e, se è possibile, eliminati; si può dire che l'attività di laboratorio passa in questa industria da elemento potenziale preparatorio a fattore attivo della produzione.

Ne risulta la necessità per l'industria radio di possedere laboratori propri, particolarmente attrezzati, dove si studi, si esperimenti e si cerchi di attuare ogni progresso, richiesto dal mercato. La concorrenza e la vendita sono infatti fortemente influenzate dalle novità e dai perfezionamenti di ogni nuovo tipo.

Perciò tutte le grandi manifatture americane di radioricevitori posseggono laboratori propri, alcuni anche di importanza scientifica di prim'ordine, che costituiscono oneri non lievi, ma che, in ultima analisi, sono ragione essenziale di notevoli profitti ([20]). Vi sono anzi, fra le compagnie interessate all'industria radio, alcune « Corporations », il cui unico scopo è la ricerca scientifica e la sua applicazione industriale; esse cioè o compiono ricerche e prove per conto di altre compagnie od a queste vendono i brevetti ricavati dal loro indipendente lavoro di ricerca.

È interessante riferire a questo proposito, che, avendo un giornale economico posto ai venditori il quesito « quale fosse la qualità tenuta in maggior conto dall'acquirente », si ebbe dalla maggioranza la risposta, « che la più importante era la marca di fabbrica », cioè

([20]) Una delle principali personalità della radioindustria americana, D. Sarnoff, presidente della R.C.A., scrive: « il pericolo di rimanere indietro può soltanto esser eliminato dalla costante ricerca di laboratorio, dalle scoperte della scienza e dalla loro applicazione industriale » [loc. cit. nota (7)].

la serietà della casa produttrice, serietà che significa, in sostanza, possibilità scientifiche e tecniche ([21]).

Notevole contributo all'industria radio viene dato anche dal lavoro di ricerca scientifica compiuto nei laboratori di parecchie università americane.

5. — Poichè dunque la potenza delle compagnie radio non si rende manifesta soltanto dai fabbricati e dalle macchine installate, ma anche dall'attrezzatura dei loro laboratori e dai ritrovati di cui dispongono, siamo condotti a trattare di un altro elemento notevolissimo della radioindustria: i brevetti. I più importanti non sono già quelli legati a piccole modificazioni tecniche, bensì, evidentemente, quelli che corrispondono a conquiste scientifiche essenziali ed alle loro applicazioni. Sono quindi anche spesso brevetti di difficile definizione e delimitazione, sia tecnica che legale.

Il brevetto rappresenta una proprietà nel vero senso della parola, in quanto è frutto sia della fatica geniale dell'inventore, sia di ricerche costanti e costose, che spesso rappresentano mesi ed anni di lavoro; esso ha dunque un notevole valore e deve essere giustamente pagato. La compagnia che ne dispone deve curarne il possesso e lo sfruttamento e deve tener conto della necessità di ammortamento nel numero di anni, in cui il brevetto verrà a scadere od in cui si pensa che potrà essere reso inutile da successivi miglioramenti. Nello stabilire il costo di fabbricazione dei prodotti radio, devesi porre quindi molta attenzione nel fissare l'aliquota corrispondente all'ammortamento dei brevetti. Ad esempio nel 1921 tutto il profitto della R. C. A. fu adibito all'ammortamento dei suoi brevetti ([22]), di cui alcuni, si deve notare, di grande importanza, stavano proprio per scadere in tale epoca. Nella storia dell'industria radio americana il brevetto ha sempre avuto una parte notevole, ed in molte occasioni fu provato quanto sia necessario per lo sviluppo dell'industria stessa avere idee chiare a questo riguardo.

6. — Una delle peculiarità del prodotto radio è ancora l'alto grado di perfezione, cioè la « qualità », che esso deve avere e mantenere per tutta la durata del suo funzionamento. Da ciò, se si tien conto della lavorazione in serie, deriva la necessità di un controllo generale accuratissimo della qualità della produzione, mediante un minuto sistema di prove e di misure, sia durante la lavorazione sia sul prodotto finito. Poichè in pratica è impossibile che tutti gli esemplari prodotti siano uguali e precisamente perfetti come il modello tipo, ciò che alla produzione si richiede è che lo scarto medio del prodotto rispetto al modello sia il minimo possibile ([23]).

Nella tavola I vengono esposte in forma riassuntiva le varie operazioni che regolano il controllo della qualità della produzione in un'industria radio ([24]).

([21]) Radio Retailing, agosto 1934.

([22]) loc. cit. nota ([9]), p. 134.

([23]) W. A. SHEWHART: Economic Control of Quality of Manufactured Product - Van Nostrand, New York, 1931.

([24]) W. F. DIEHL: Radio Test Methods and Equipment (conferenza te-

TAVOLA I. — CONTROLLO DELLA QUALITÀ DELLA PRODUZIONE IN UN'INDUSTRIA RADIO

I.	II.	III.	IV.
Prove sulle materie prime e sulle parti d'apparecchio acquistate	*Perfezionamento e verifiche della produzione*	*Prove durante la produzione e sul prodotto finito e separazione degli scarti*	*Studio e perfezionamento dei metodi di prova e di misura*
(allo scopo di assicurare la voluta qualità ed uniformità nelle varie parti usate nella costruzione).	(allo scopo di migliorare la qualità del prodotto e, se del caso, localizzare e correggere i difetti della produzione).	(allo scopo di mantenere costante il voluto grado di qualità in tutti gli apparecchi prodotti).	(allo scopo di fornire i mezzi adatti per le operazioni precedenti e di provvedere e mantenere i campioni necessari).
1) Prove e misure sui campioni.	1) Ricerche e prove di laboratorio.	1) Prove durante la fabbricazione.	1) Progetto e produzione di apparecchi speciali di misura.
2) Controllo ed ispezione all'acquisto e ritiro della merce.	2) Costruzione particolare e prove speciali sui primi modelli di ogni nuovo tipo di radioricevitore.	2) Misure sulle varie parti componenti e sul telaio (*chassis*).	2) Mantenimento dei campioni di misura.
3) Per materiali particolari o per parti già manifatturate, prove per assicurarne il buon funzionamento.	3) Prove accurate, controllo e collaborazione degli ingegneri del laboratorio durante la prima costruzione in officina di un nuovo tipo.	3) Misure e prove sul prodotto finito.	3) Calibrazione e riparazione degli apparecchi di misura.
	4) Prove rigorose in laboratorio su di una certa percentuale della produzione giornaliera di fabbrica.	4) Controllo della quantità e dell'origine degli scarti avuti dalle varie prove.	4) Problemi speciali.

Quanto è esposto nella tavola stessa rappresenta una condizione più o meno ideale, poichè, nei vari casi pratici, le singole misure ed ispezioni possono anche essere ordinate in modo diverso, a seconda dell'importanza e dell'organizzazione della compagnia.

Uno dei risultati più essenziali del controllo della produzione è quello di mantener costante la qualità del prodotto e di poter quasi immediatamente rilevare qualsiasi difetto nella produzione stessa, prima che sia avvertito nelle vendite dalla reazione del mercato. È evidente che se, per un certo tempo, si ha il ripetersi, nelle prove degli apparecchi, di cattivo funzionamento di una data parte del radio ricevitore, ciò significa qualcosa di più che un errore transitorio dell'operaio, e piuttosto un difetto organico nella parte in questione. Risalendo all'origine, il difetto può esser nella maggior parte dei casi localizzato e corretto.

L'importanza industriale delle prove, che si compiono durante la produzione dei radioricevitori, è chiaramente dimostrata dal fatto che esse sono eseguite ormai da tutte le manifatture radio, che vogliono affermarsi, e che affrontano per ciò notevoli spese per apparecchi e per operai specializzati. In un'officina per la produzione giornaliera di circa 600 ricevitori, furono investiti più di 40.000 dollari negli apparecchi necessari per i laboratori e per le misure ([25]).

Per facilitare e coordinare tutte queste operazioni e specialmente per fissare i campioni e i metodi di misura un lavoro notevole è stato compiuto dalle varie associazioni interessate alla radioindustria, quali la « Radio Manufacturers Association » e l'« Institute of Radio Engineers », ed anche dal « National Bureau of Standards ».

I fattori industriali della produzione dei radioricevitori.

7. — Nello studio dell'organizzazione della produzione radio occorre anzitutto distinguere le fabbriche in due categorie principali:

a) quelle in cui tutte le parti di un radioricevitore sono fabbricate dalla manifattura, che eseguisce pure il montaggio del prodotto finale;

b) quelle in cui le varie parti componenti vengono comperate da altre fabbriche e poi messe insieme secondo schemi propri.

Una distinzione così netta è certo puramente ideale, poichè nel caso pratico nessuna delle manifatture esistenti potrebbe rientrare nell'una o nell'altra delle due categorie indicate, particolarmente nella seconda. Per quel che riguarda la categoria *a*) è altresì da notare che la produzione dei tubi termoionici, anche se portano la stessa marca di fabbrica, è quasi sempre fatta in uno stabilimento separato e con organizzazione ed amministrazione pure separate. È

---

nuta al congresso dell'« Institute of Radio Engineers » in Pittsburgh li 8 aprile 1932).

V. M. Graham e B. Olney: Engineering Control of Radio Receiver Production - Proc. I.R.E., 1930, XVIII, p. 1351.

([25]) L. Mc Canne: Integrative Manufacturing - Radio Eng., 1934, XIV (3), p. 10.

tuttavia d'un certo interesse il mantenere la divisione suddetta e fare alcune considerazioni al riguardo.

I pregi d'una organizzazione tipo *a*) sono i seguenti:

1) esatto coordinamento e continuità nelle varie fasi della produzione, quindi anche nella qualità del prodotto finale;

2) possibilità, nello studio di un nuovo tipo d'apparecchio, di coordinare, secondo le direttive generali volute, tutte le ricerche di laboratorio, anche quelle riguardanti le varie parti componenti (ciò sarebbe molto difficile ad ottenere quando le parti in questione fossero fornite ciascuna da una diversa fabbrica, anche per la segretezza necessaria in tali circostanze);

3) fabbricazione delle varie parti solo nella quantità richiesta e quindi nessuna necessità di spese di magazzino, ed eliminazione delle rispettive spese di trasporto e di vendita;

4) maggiore economia nella produzione di alcuni organi, per la quale siano fattori di importanza massima la ricerca di laboratorio e le prove necessarie per l'allestimento e per la verifica della regolarità di funzionamento (è ovvio come convenga produrre direttamente queste parti nella fabbrica che le dovrà poi usare, per evitare costosi duplicati nelle varie operazioni);

5) affidamento di poter costruire direttamente le parti necessarie alla produzione a seconda del bisogno, data la forte variazione in quantità della produzione radio anche da mese a mese.

Per contro l'organizzazione tipo *b*) presenta i seguenti vantaggi:

1) maggiore possibilità di specializzazione e di perfezionamento da parte della fabbrica ausiliaria in quella parte del radioricevitore, che ne è l'unico prodotto;

2) divisione del rischio inerente alla produzione e alla vendita dei radioapparecchi fra la manifattura radio e la fabbrica ausiliaria, in quanto la prima compera soltanto in proporzione di quanto può esser richiesto dalla vendita;

3) possibilità per l'industria radio di variare notevolmente la quantità del suo prodotto, senza grande macchinario di riserva, ma solo aumentando o diminuendo le ordinazioni alle fabbriche sussidiarie.

Non è necessario segnalare i difetti dell'uno e dell'altro sistema, poichè si può dire che i pregi dell'uno rappresentino anche i difetti dell'altro. Si noti poi come spesso questi pregi e difetti teorici varino nelle loro conseguenze a seconda dei vari fattori inerenti ad una data produzione. È quindi cosa molto difficile dire quale dei due sistemi sia preferibile. Comunque l'esperienza mostra, che tutte le grandi fabbriche radio tendono a produrre od almeno ad avere il controllo della produzione di tutte le varie parti componenti il loro prodotto finale. Così pure parrebbe molto precaria l'esistenza d'una fabbrica radio, il cui lavoro fosse limitato al solo montaggio di parti comperate, particolarmente perchè non si può concepire il progetto d'un apparecchio radioricevitore che non implichi anche perfezionamento e quindi modifica delle parti componenti. Come conclusione

possiamo dire che per solito una manifattura radio cerca di produrre parecchi degli elementi necessari al proprio prodotto e compera quelle parti che per le loro speciali caratteristiche costerebbero di più se prodotte direttamente.

Le parti componenti un ricevitore che sono spesso prodotte da manifatture specializzate sono i tubi termoionici, le resistenze fisse e variabili, gli altoparlanti, i trasformatori, i condensatori fissi a mica e vari altri accessori. Nella maggior parte dei casi almeno due o tre di questi elementi sono d'acquisto.

8. — Un apparecchio radioricevitore consta d'un numero notevole di parti diverse fra loro per materia prima, per costituzione e per funzionamento, e quasi tutte di grande importanza. La mancanza di cura nel progetto o nella produzione di uno di tali elementi può far fallire le ottime qualità che l'apparecchio potrebbe avere, ed il deteriorarsi con l'uso di una data parte può esser causa di notevoli variazioni nel funzionamento di un ricevitore, che pur sia rimasto in ottime condizioni per tutto il resto. Occorre quindi scegliere con grande cura le materie prime e le varie parti componenti, eseguendo anche misure chimiche e fisiche, elettriche e di durata su appositi campioni di esse. Non meno importante è il trattamento durante la lavorazione, anche in cose che parrebbero secondarie. Così, ad esempio, è noto quale importanza assuma la scelta della pasta usata per saldare, del materiale isolante destinato anche a parti apparentemente secondarie, della disposizione dei vari elementi metallici sul telaio del ricevitore e così via.

Le materie prime necessarie per la produzione d'un radioricevitore possono brevemente elencarsi come segue: rame, acciaio, ferro dolce, alluminio, bronzo, ottone, metalli speciali (nichel, bario, tungsteno, molibdeno, torio, e così via), legno, paraffina e vernici varie, carta seta cotone bachelite mica e isolanti speciali, vetro e porcellana, materiali vari.

Come si vede, i materiali usati sono molteplici ed occorre per tutti un alto grado di qualità, che deve esser mantenuto poi in opera. Si ricordi ad esempio l'effetto dannosissimo, dal punto di vista elettrico, dell'umidità sui vari materiali isolanti.

Già nella preparazione delle materie prime per l'industria radio è della massima importanza il lavoro umano. Esso poi si afferma come elemento decisivo nella lavorazione propriamente detta a cagione della ricordata importanza dei fattori scientifici e tecnici ed in ispecie delle prove e misure continuamente occorrenti. Molte parti della lavorazione richiedono operai specializzati, particolarmente nell'industria dei tubi termoionici, anche se i moderni metodi d'organizzazione del lavoro insieme con i perfezionamenti al macchinario hanno permesso di fare apprezzabili economie di personale particolarmente abile.

9. — Come le materie prime sono scelte con molta cura, così pure metodi e criteri rigorosi regolano il modo di progettare ogni nuovo tipo di apparecchio radio.

Il relativo processo tecnico ed industriale si può riassumere come segue:

1) Stabiliti i requisiti che il nuovo modello deve avere, questi vengono ottenuti mediante prove ed esperienze in laboratorio; spesso anzi il lavoro scientifico di preparazione è già stato fatto in ricerche precedenti ed i risultati raggiunti vengono ora adattati alla produzione industriale.

2) L'ufficio tecnico analizza il modello presentatogli dai laboratori, ne ricava il disegno, riducendo anche, ove occorra, le varie parti ai dati normali già in uso, e ne studia i tempi di lavorazione. Nel reparto dell'officina, destinato alla produzione dei modelli, il nuovo tipo d'apparecchio viene poi eseguito in prova ed i primi esemplari ritornano al laboratorio per subire precise misure e verifiche ed eventuali modificazioni.

3) Fissato il nuovo modello ed i metodi di lavorazione da seguire, la fabbrica provvede alla particolare attrezzatura necessaria (forme, stampi, e così via). Ciò richiede spesso una notevole spesa, che dovrebbe, evidentemente, essere poi compensata dalla vendita del prodotto. Se però il nuovo modello non incontrerà il gusto del pubblico o se non risulterà adatto al particolare momento del mercato, e la sua produzione dovrà essere sospesa, l'industria sopporterà una notevole perdita per la provvista d'attrezzi, che diventano inutili. Per contro le materie prime (che non sono mai acquistate in grande quantità in precedenza) e gli studi e l'esperienza di laboratorio possono quasi sempre esser ulteriormente utilizzati per la costruzione di altri tipi.

4) Se il modello viene accolto favorevolmente, la sua produzione in serie si inizia in officina e prosegue ininterrotta secondo gli ordini dell'ufficio vendita.

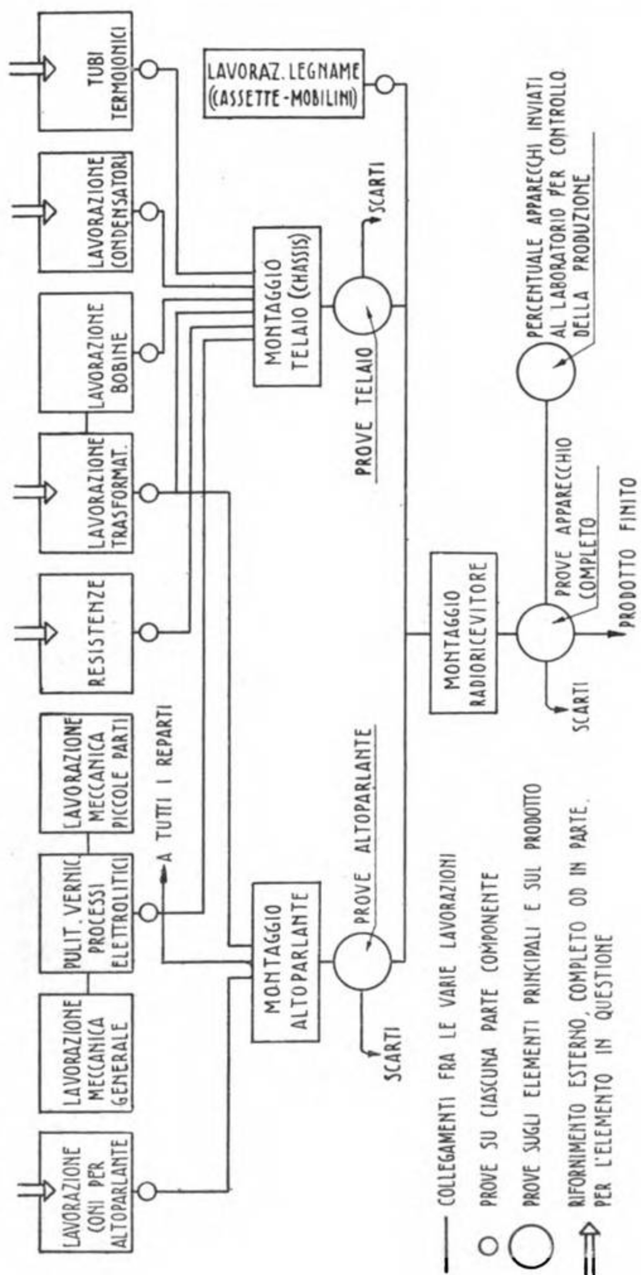
10. — La tavola II presenta in breve, dato il carattere generale di questa esposizione, uno schema delle varie lavorazioni occorrenti per la produzione dei radioricevitori.

Quantunque, data l'eterogeneità dei materiali e la delicatezza delle operazioni da eseguire, paia a tutta prima molto difficile l'organizzazione della produzione d'un radioricevitore secondo le regole della lavorazione in serie, l'industria radio americana ha già raggiunto un grado notevole di perfezione in questo campo, in cui del resto anche l'industria europea si afferma ogni giorno più.

L'organizzazione delle varie lavorazioni in una fabbrica di radioricevitori è basata sui seguenti principi, che regolano di solito ogni industria manifatturiera:

1) Lavorazione a catena: tutte le operazioni della lavorazione d'un dato pezzo o del prodotto principale avvengono ordinatamente secondo una successione convenientemente organizzata. Tutte le parti componenti sono eseguite contemporaneamente in speciali reparti e, dopo rigorosi collaudi, vengono trasmesse mediante nastri trasportatori al montaggio. Quindi il prodotto completo passa al reparto prove e poi, se trovato regolare, al reparto imballaggio e spe-

Tavola II. — Schema delle varie lavorazioni in una fabbrica di radioricevitori.



dizione. In alcune fabbriche questo è realmente un esempio d'organizzazione perfetta.

2) A ciascun operaio è assegnato un breve ciclo di operazioni da eseguire, in cui egli facilmente si perfeziona.

3) Per mantenere costante il richiesto grado di qualità nel prodotto, vengono già nelle varie fasi della lavorazione intercalate le necessarie prove particolari.

4) Nelle misure ordinarie si cerca di ridurre al minimo la dipendenza dei loro risultati da chi le compie: le prove vengono eseguite per determinate condizioni di funzionamento con apparecchi di misura già adeguatamente calibrati, e l'azione dell'operatore consiste soltanto nel rilevare il risultato della prova, qual'è indicato dagli apparecchi.

Oltre a questi perfezionamenti d'organizzazione, nuove macchine furono ideate per agevolare la produzione radio: tali ad esempio le macchine per la fabbricazione dei condensatori a carta, quelle per gli avvolgimenti delle bobine dei trasformatori e molte altre.

L'effetto dei perfezionamenti nella produzione può facilmente rilevarsi dalla notevole diminuzione del prezzo medio di un radioricevitore americano negli ultimi anni [26]:

	1928	1929	1930	1931	1932
dollari	118	133	87	62	60.

Nel confrontare fra loro questi dati occorre tener conto, oltre che della diminuzione della richiesta nel mercato americano in questi ultimi anni, anche della perfezione degli apparecchi moderni, che è molto maggiore di quella dei tipi 1928, e quindi della necessità per essi di maggiore e più delicata lavorazione.

Quanto si è detto or ora riguardo all'organizzazione del lavoro (specie ai numeri 2 e 4) ha evidentemente lo scopo di rendere più semplice il lavoro dell'operaio, di ridurre la necessità di personale molto specializzato e di ottenere maggiore uniformità nel prodotto, eliminando la dipendenza della qualità dal così detto « fattore umano ».

11. — Il personale impiegato in una manifattura radio è addetto a varie operazioni; come esempio della suddivisione di esso fra i vari reparti vengono presentati i dati percentuali seguenti, tratti però da un esempio particolare [27]:

Personale	addetto alla fabbricazione delle parti meccaniche e di alcune componenti, ed al montaggio del telaio e del radioricevitore	47 %
»	impiegato nelle operazioni di verniciatura, galvanoplastica, e simili	3 %

[26] Radio Eng., 1932, XII (8), p. 12.

[27] loc. cit. - nota [16]: nell'esempio citato alcune delle parti dell'apparecchio sono acquistate da fabbriche sussidiarie.

Personale	addetto alla fabbricazione dei condensatori . . .	5,3 %
»	addetto alla fabbricazione degli altoparlanti . . .	15 %
»	addetto all'ispezione e prova del lavoro compiuto dai precedenti	11 %
»	addetto a misure particolari	5 %
»	impiegato nella lavorazione del legname	4,6 %
»	addetto alle riparazioni	3,3 %
»	impiegato nella fabbricazione di nuovi modelli ed addetto al laboratorio	2,1 %
»	addetto al reparto imballaggio e spedizioni . . .	2,7 %
»	addetto alla manutenzione generale	1 %.

La media mensile del numero di operai impiegati nell'industria radio negli Stati Uniti d'America fu rispettivamente nel 1931 e nel 1933 di 36.490 e di 32.339 con una produzione rispettiva di circa 3.800.000 radioricevitori nel 1931 e di circa 3.500.000 nel 1933 ([28]).

Per quanto riguarda l'igiene del lavoro, devesi osservare che in una fabbrica radio non vi è alcun tipo di lavorazione che possa cagionare danni per la salute dei lavoratori e che, in molte operazioni, la fatica mentale è più forte di quella dovuta al lavoro manuale corrispondente.

Il pagamento del lavoro agli operai è regolato in genere secondo i due sistemi del cottimo o del lavoro a cómpito con minimo di paga assicurato, o secondo particolari sistemi, che tengono sia dell'uno che dell'altro metodo, con speciali variazioni a scopo di incentivo per l'operaio.

Le particolarità economiche della produzione dei radioricevitori.

12. — Uno degli elementi che più interessano la parte economica della produzione radio è la sua variazione col tempo, in qualità ed in quantità.

Della necessità di perfezionare continuamente la qualità degli apparecchi abbiamo già detto. Non basta riuscire a ridurre i prezzi; occorre anche progredire per quel che riguarda il funzionamento radioacustico del ricevitore. Uno degli incentivi per la vendita, che andrà sempre più assumendo importanza, è la sostituzione dei vecchi apparecchi con tipi nuovi. Questo risultato, è ovvio, si ottiene e si accelera soltanto offrendo al pubblico ricevitori che presentino segnalati vantaggi sui precedenti.

Altri campi di uso si aprono intanto ai prodotti radio (esempio notevolissimo è lo sviluppo preso dalla vendita dei radioapparecchi per automobili, come risulta dalla fig. 5) e nuovi problemi si affacciano quindi non solo al costruttore ed al progettista, ma anche al ricercatore di laboratorio, che spesso si identifica con i precedenti.

Regola abbastanza generale è che i prodotti radio più perfezionati sono anche i più venduti. Tale fu il caso degli apparecchi a supereterodina, poi di quelli a controllo di volume e di tono, manuale ed automatico, e per ultimo degli apparecchi che permettono anche la ricezione delle onde corte, ed il progresso continua.

([28]) loc. cit. nota ([13]).

Ma qualsiasi perfezionamento, anche tecnicamente ottimo, deve sempre soddisfare a requisiti economici essenziali; deve cioè:

1) rappresentare non solo un miglioramento dell'apparecchio, ma un miglioramento che sia in breve apprezzato dal pubblico (così di solito qualsiasi innovazione richiede generalmente uno o due anni per essere adottata da tutti i costruttori, nonostante il ritmo veloce del progredire dell'industria radio, appunto perchè si attende che il pubblico sia sufficientemente preparato al nuovo prodotto);

2) non richiedere gravi difficoltà di costruzione e quindi non imporre un forte aumento nel costo dell'apparecchio (questo, s'intende, è relativo all'importanza dell'innovazione).

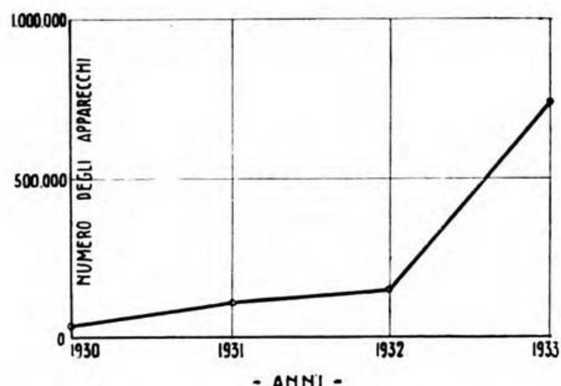


Fig. 5. — Numero di radioapparecchi per automobili venduti negli S. U. A.

13. — La variazione in quantità del prodotto radio ha carattere particolare; più precisamente la produzione radio è andata, come media annuale, crescendo dal 1922 al 1929, ma con forti differenze da mese a mese, che si ripetono più o meno uniformemente ogni anno. Nel diagramma di fig. 6 le ordinate sono proporzionali alla produzione radio di una importante fabbrica americana negli anni dal 1924 al 1929 ([29]). Nella fig. 7 sono invece presentati dati corrispondenti alla produzione radio totale americana negli anni 1931, 1932, 1933 e 1934 ([30]).

Gli effetti delle brusche variazioni nell'assorbimento da parte del mercato sono notevoli e, bisogna riconoscerlo, svantaggiosi per l'industria, in quanto rendono incompleta la utilizzazione degli impianti, richiedono installazioni di macchinario molto maggiori di

([29]) loc. cit. nota ([16]).
([30]) Survey of Current Business, agosto 1934.

quanto occorrerebbe per una eguale produzione effettuata in modo continuato, e danneggiano l'elemento operaio.

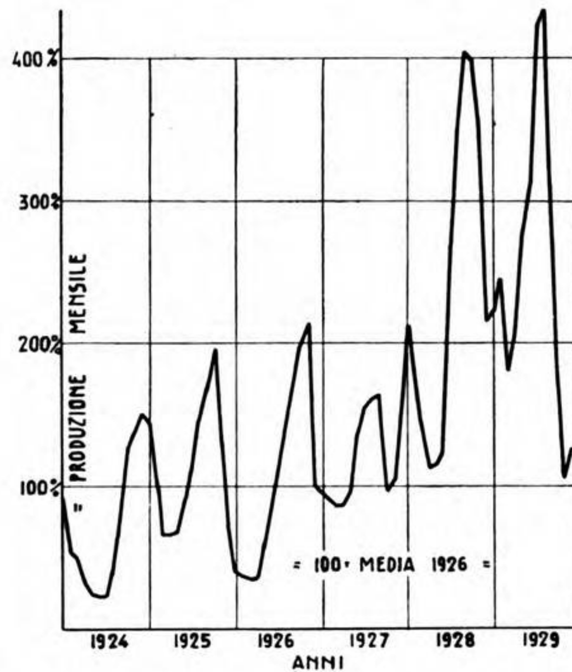


Fig. 6. — Variazione della produzione di una fabbrica di radioricevitori.

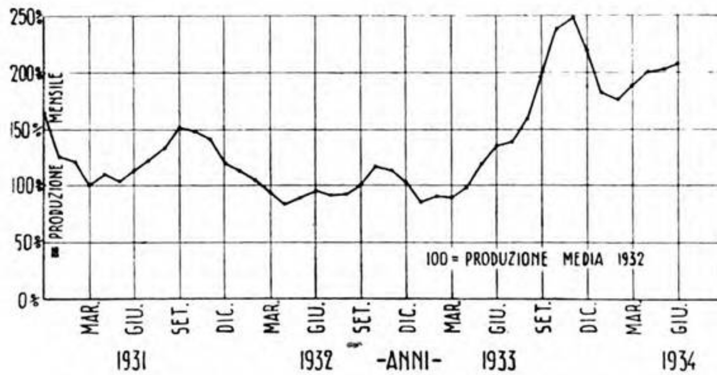


Fig. 7. — Variazione della produzione radio degli S. U. A.

Che la vendita degli apparecchi radio vari secondo le stagioni è ovvio; che poi la produzione debba seguire di pari passo le ven-

dite è conseguenza dell'essere il tipo di prodotto richiesto dal mercato così rapidamente variabile, che, secondo molte case costruttrici, presenterebbe grande rischio regolare la produzione in modo continuo e immagazzinare i nuovi apparecchi per venderli poi alla stagione opportuna. Accade per contro di solito che sia l'acquisto delle materie prime, sia la quantità di prodotto da fabbricare, vengono regolati di mese in mese secondo i dati raccolti dall'ufficio vendite.

Per eliminare gl'inconvenienti di tali sistemi si manifestano ora nuove tendenze. Taluno aggiunge ad esempio alla produzione radio quella di altri prodotti la cui variazione mensile sia integrativa rispetto alla prima, come ad esempio la costruzione dei frigoriferi. Esiste però sempre la difficoltà inerente al cambiamento di lavorazione da un prodotto all'altro.

Le grandi compagnie che producono radioricevitori si dedicano di solito anche alla fabbricazione di altri apparecchi relativi alla industria radio. Ma la produzione di tali apparecchi, quali trasmettitori e ricevitori per servizi militari o commerciali, ha carattere spesso discontinuo, ed inoltre ad essa sono di solito adibite officine particolari, cosicchè l'irregolarità della produzione totale sussiste sempre.

Negli ultimi anni si è resa, almeno da alcune compagnie, più uniforme la produzione radio con la fabbricazione di ricevitori speciali per alberghi, per automobili, canotti, campeggi e simili. La vendita e la fabbricazione di questi tipi si effettuano di solito nei periodi di tempo in cui è deficiente quella dei ricevitori per abitazione.

14. — Come tutti i prodotti della nostra civiltà che interessano larga parte della popolazione (basti citare l'esempio dell'automobile e della bicicletta), il radioricevitore, dopo un periodo di introduzione, vide il suo mercato estendersi enormemente nei primi anni, grazie al diffondersi del suo uso, segno certo di progresso civile e di benessere familiare. La vendita dei prodotti radio è andata negli Stati Uniti rapidamente aumentando fino agli ultimi anni, nei quali si è mantenuta ancora altissima. Oggi il problema che più interessa i radioproduttori americani è la previsione dell'ulteriore sviluppo del loro mercato.

A questo riguardo si può osservare che un rapido continuo aumento delle vendite non può ormai prevedersi, ma che neppure dovrebbe considerarsi normale un fenomeno di saturazione e quindi di contrazione delle vendite e di riduzione della produzione. È verosimile che presto si raggiunga uno stato di equilibrio, in cui le vendite avranno carattere più o meno uniforme con tendenza all'aumento, sia per effetto delle esigenze di rinnovamento del materiale in uso, sia perchè il nuovo prodotto può essere reso sempre più accessibile a nuovi strati della popolazione. Si calcola che un radioricevitore venga sostituito in media ogni tre anni: il numero di apparecchi acquistati per sostituire altri già in uso, fu

negli Stati Uniti nel 1933 il 62 % della vendita totale [31] e nel primo semestre del 1934 il 50 % [32].

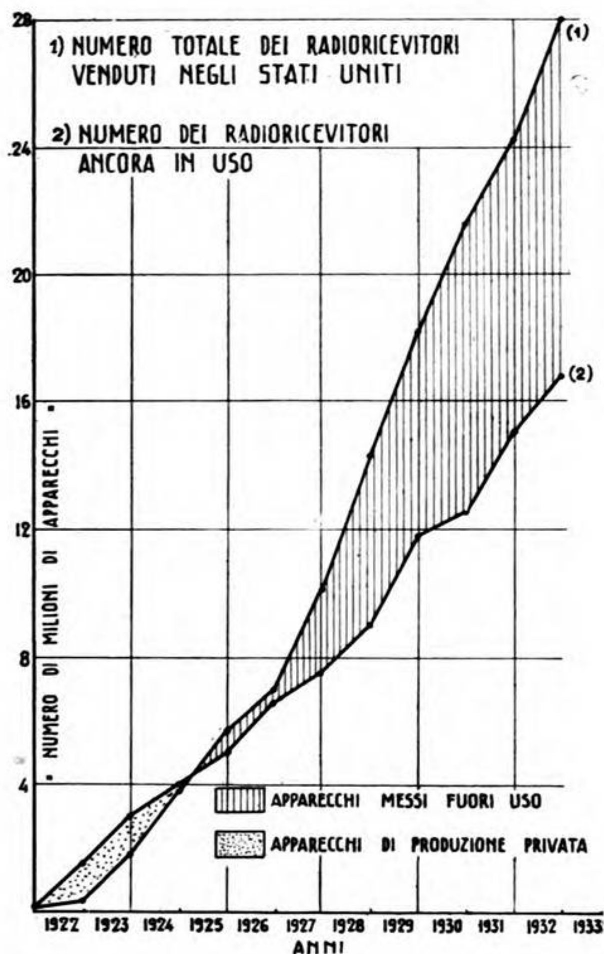


Fig. 8. — Radioricevitori venduti e radioricevitori in possesso del pubblico negli S. U. A.

A prova di queste conclusioni viene presentato il diagramma di fig. 8, in cui sono tracciate due curve: la curva 1 rappresenta la somma del numero dei radioricevitori venduti negli Stati Uniti in

---

[31] Radio Retailing, marzo 1934.
[32] Business Week, 16 giugno 1934.

ciascun anno dal 1922 al 1933 e di quello degli apparecchi rispettivamente venduti negli anni precedenti (33), la curva 2 rappresenta il numero dei ricevitori in possesso del pubblico negli anni considerati (34); l'area punteggiata può supporsi corrispondere agli apparecchi di produzione privata, che appunto erano in voga in quei primi anni, l'area tratteggiata invece corrisponderebbe al numero degli apparecchi messi fuori uso negli anni più recenti.

Conclusione.

15. — Dalla precedente esposizione possiamo concludere che l'industria radio può rappresentare nell'economia d'una nazione una parte molto attiva, dando origine ad un prodotto necessario alla nostra civiltà, aumentando il prestigio tecnico e scientifico del paese ed offrendo ad un notevole numero di persone lavoro sereno e fecondo.

Porgo i più vivi ringraziamenti per le cortesi informazioni, e per il gentile permesso di visitare i loro stabilimenti e laboratori, alla « Radio Corporation of America Victor Company Inc. », alla « Radio Corporation of America Radiotron Company Inc. », alla « International General Electric Company Inc. », alla « International Telephone and Telegraph Corporation », alla « Philco Radio and Television Corporation », alla « Westinghouse Electric International Company », alla « General Radio Company » ed ai « Bell Telephone Laboratories ».

Borsa A. Volta (A.E.I. - Italy America Society) 1933.

(33) Radio Retailing, marzo 1934.

(34) Circa la rigorosa attendibilità di tutte queste indicazioni, valga la dichiarazione già fatta a proposito della difficoltà di conoscere il numero preciso dei radioascoltatori negli S. U. A.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Acta P. Ac. Sc. Nov. Lync.: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum Novi Lyncaei.
A. E. G. Mitt.: A. E. G. Mitteilungen.
A. F.: Alta Frequenza.
Ann. d. Phys.: Annalen der Physik.
Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
Archiv f. Elektr.: Archiv für Elektrotechnik.
A. T. M.: Archiv für technisches Messen.
Bell S. T. J.: The Bell System. Technical Journal.
Boll. R. T. R. E.: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito.
B. S. J. Research: Bureau of Standards Journal of Research.
Bull. S. F. E.: Bulletin de la Société Française des Électriciens.
Bull. S. F. R.: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique.
Compt. Rend.: Comptes Rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences.
E. F. D.: Europäischer Fernsprechdienst.
El. Comm.: Electrical Communication.
El. Eng.: Electrical Engineering.
El. J.: The Electric Journal.
El. World: Electrical World.
En. El.: L'Energia Elettrica.
E. N. T.: Elektrische Nachrichten-Technik.
Ericsson Rev.: The L. M. Ericsson Review.
E. T. Z.: Elektrotechnische Zeitschrift.
E. u. M.: Elektrotechnik und Maschinenbau.
F. T. M. H.: Funktechnische Monatshefte.
G. E. R.: General Electric Review.
G. R. Experimenter: The General Radio Experimenter.
H. F. Techn. u. El. Ak.: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
J. A. S. A.: The Journal of the Acoustical Society of America.
J. I. E. E.: Journal of the Institution of Electrical Engineers.
J. I. E. E. J.: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan.
J. O. S. A.: Journal of the Optical Society of America.
Journ. Télécomm.: Journal des télécommunications.
Journ. télégr.: Journal télégraphique.
J. Research N. B. S.: Journal of Research of the National Bureau of Standards.
J. S. I.: Journal of Scientific Instruments.

J. S. M. P. E.: Journal of the Society of Motion Picture Engineers.
L'Elettrot.: L'Elettrotecnica.
Onde Él.: L'Onde Électrique.
Phil. Mag.: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science.
Phys. Rev.: The Physical Review.
Phys. Z. S.: Physikalische Zeitschrift.
Phys. Z. S. Sow.: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion.
P. O. E. E. J.: The Post Office Electrical Engineers' Journal.
Proc. I. R. E.: Proceedings of the Institute of Radio Engineers.
Radio Eng.: Radio Engineering.
Rass. P. T. T.: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni.
Rass. Radio: Rassegna della radio e industrie affini.
R. G. E.: Revue Générale de l'Électricité.
R. S. I.: Review of Scientific Instruments.
Schalltechn.: Die Schalltechnik.
Siemens Z. S.: Siemens Zeitschrift.
Telefunken Zeit.: Telefunken Zeitung.
T. F. T.: Telegraphen- und Fernsprech-Technik.
Trans. A. I. E. E.: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.
V. D. I.: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.
V. N. T. Siemens: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.
W. E. a. E. W.: The Wireless Engineer and Experimental Wireless.
Wir. World: Wireless World.
Z. S. f. Phys.: Zeitschrift für Physik.
Z. S. f. techn. Phys.: Zeitschrift für technische Physik.

ANTENNE.

R. RÜCKLIN — **Antenne direttive per radiodiffusioni.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1934, XLIII, 1, pag. 22-27, con 13 fig.).

Di recente ha acquistato una notevole importanza l'applicazione di sistemi direttivi alle emissioni di radiodiffusione ($\lambda = 200 \div 2000$ m), sia per ottenere un guadagno di efficacia in una determinata zona, a scapito dell'efficacia relativa a zone meno importanti, sia per evitare interferenze con altre emissioni in determinate zone; in quest'ultimo senso la questione è oggetto anche di discussioni nelle conferenze internazionali.

Viene qui preso in esame il caso pratico di un'antenna normale corredata di un solo riflettore. Quest'ultimo può essere alimentato direttamente dal trasmettitore, ed in tal caso si può modificare a piacimento l'intensità e la fase dell'oscillazione; oppure può essere alimentato indirettamente, per semplice accoppiamento irradiativo, dall'antenna principale, ed in tal caso l'intensità e la fase delle sue oscillazioni sono imposte dalla reciproca distanza e dal suo grado di accordo. Per ambedue i casi, ci si propone di determinare il campo elettromagnetico dovuto al sistema complessivo a distanze medie, per le quali cioè — secondo una ipotesi sempli-

ficativa — l'onda ricevuta è esclusivamente quella che proviene dal trasmettitore dopo essere stata riflessa senza assorbimenti una sola volta dallo strato di Heaviside.

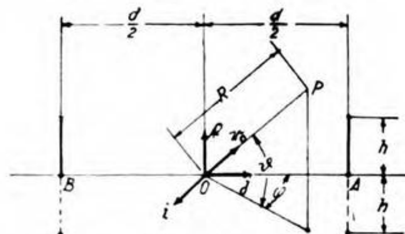


Fig. 1. — Disposizione del dipolo e del riflettore.

Applicate le equazioni di Hertz all'antenna A (fig. 1) considerata come un dipolo verticale di altezza $2h$ (tenuto conto dell'effetto di terra), percorso dalla corrente sinoidale di ampiezza J_A, è calcolato anzitutto il campo generato nei punti dove esiste il riflettore B

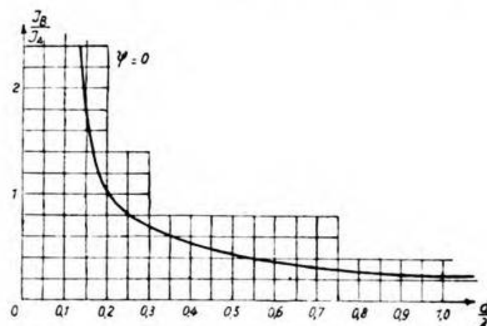


Fig. 2. — Modo di variare del rapporto fra le intensità delle correnti nel riflettore e nell'antenna.

e determinata quindi l'ampiezza J_B complessa della corrente indotta nel riflettore, per accoppiamento irradiativo:

$$J_B = \frac{3}{8\pi^2} J_A \frac{\lambda}{d} \left\{ \frac{\lambda}{d} + i \left[2\pi - \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\lambda}{d} \right)^2 \right] \right\} e^{i\left(\pi - 2\pi \frac{d}{\lambda}\right)} e^{\pm i\psi} \cos\psi \, .$$

In questa espressione ψ è la differenza di fase fra la forza elettromotrice agente sul riflettore e la corrente J_A: essa dipende evidentemente dal grado di accordo del riflettore. Se $r_s = 377 \ (4/3) \ (h/\lambda)^2$ è la resistenza di irradiamento del riflettore, ed x è la componente reattiva della sua impedenza totale, sarà $\tan \psi = x/r_s$. Dalla relazione suesposta si ricavano i valori del rapporto fra le intensità delle correnti J_A/J_B (valori assoluti) e delle differenze di fase γ fra

J_B ed J_A: le fig. 2 e 3 compendiano i risultati per il caso in cui $\psi = 0$.

Ciò posto viene ricavata l'espressione del campo elettrico dovuto al sistema complessivo nel punto P (fig. 1), in funzione delle

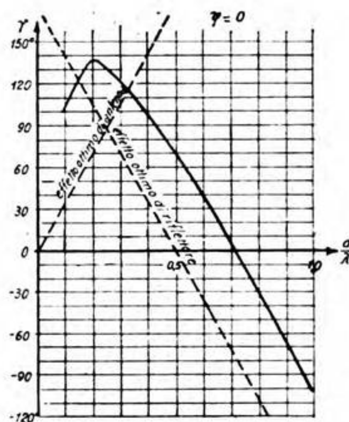


Fig. 3. — Modo di variare della differenza di fase fra le correnti nel riflettore e nell'antenna.

correnti J_A e J_B e del loro relativo sfasamento γ:

$$|E| = \sqrt{\frac{\Pi_0}{\Delta_0}} \cos\vartheta \left(\frac{h\, J_A}{R\,\lambda}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{J_B}{J_A}\right)^2 + 2\,\frac{J_B}{J_A}\cos\left(\gamma - 2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\vartheta\cos\varphi\right)}$$

oppure in funzione della potenza N_s irradiata dal complesso:

$$|E| = \sqrt{\frac{\Pi_0}{\Delta_0}} \sqrt{\frac{N_S}{\rho}}\, \frac{\cos\vartheta}{R} \sqrt{1 + \left(\frac{J_B}{J_A}\right)^2 + 2\,\frac{J_B}{J_A}\cos\left(\gamma - 2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\vartheta\cos\varphi\right)}$$

dove $\sqrt{\Pi_0/\Delta_0} = 377$ ohm, essendo Π_0 la permeabilità e Δ_0 la costante dielettrica del vuoto; nella seconda espressione il termine ρ vale:

$$\rho = \frac{4\pi}{3}\sqrt{\frac{\Pi_0}{\Delta_0}} \left\{ 1 + \left(\frac{J_B}{J_A}\right)^2 + 2\,\frac{J_B}{J_A}\cos\gamma\, A\left(\frac{d}{\lambda}\right) \right\}$$

dove $A\,(d/\lambda)$ è una funzione di (d/λ) espressa dalla serie:

$$A\left(\frac{d}{\lambda}\right) = 1 - \frac{4}{5}\left(\frac{\pi\, d}{\lambda}\right)^2 + \frac{6}{35}\left(\frac{\pi\, d}{\lambda}\right)^4 - \frac{16}{945}\left(\frac{\pi\, d}{\lambda}\right)^6 + \ldots\ldots$$

In base alle ipotesi esposte in principio, il percorso totale R dell'onda e la inclinazione ϑ risultano funzioni della distanza D tra il trasmettitore ed il ricevitore, e dell'altezza media H dello strato

di Heaviside, secondo le relazioni $\vartheta = \text{arc tan}\ (2H/D)$, $R = 2H/\text{sen}\vartheta$. In media, per la propagazione notturna si suppone $H = 100$ km.

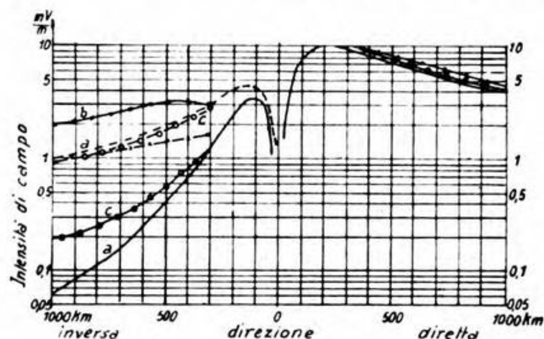


Fig. 4. — Valori del campo risultante alle varie distanze.

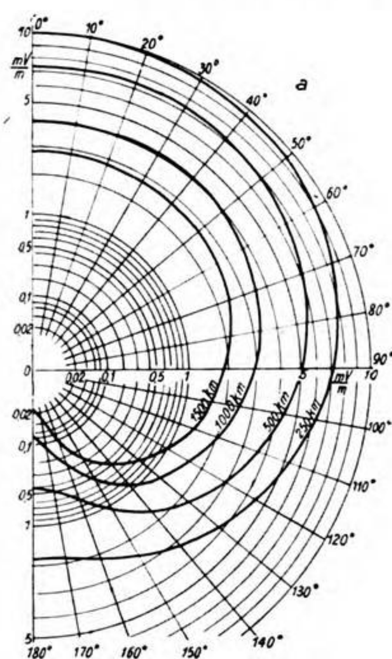


Fig. 5. — Curve di distribuzione del campo a varie distanze (caso *a*).

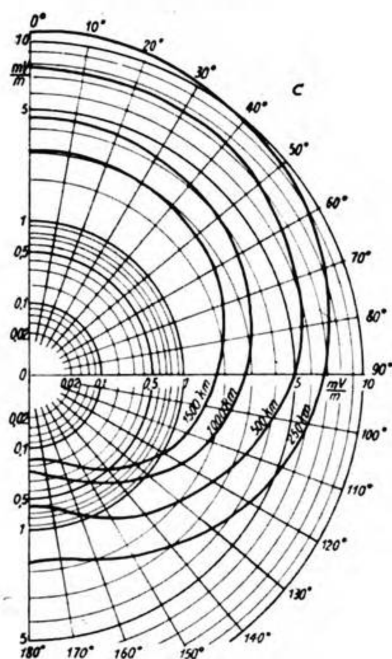


Fig. 6. — Curve di distribuzione del campo a varie distanze (caso *c*).

Le espressioni soprascritte determinano immediatamente le caratteristiche di direttività dell'emissione. Esse vengono applicate a tre casi particolari:

a) riflettore alimentato in modo diretto, $J_A/J_B = 1$, $\gamma = \pi/2$, $d = \lambda/4$;

b) riflettore accoppiato per irradiamento, $d = \lambda/4$, accordato in modo da avere la massima corrente ($\psi = 0$, $J_B/J_A = 0{,}78$, $\gamma = 133°$, $\rho = 1600$ ohm);

c) riflettore accoppiato per irradiamento, $d = \lambda/5$, accordato in modo da rendere minimo il campo elettromagnetico risultante nella direzione $\varphi = \pi$ ($\psi = 43°$, $J_B/J_A = 0{,}57$).

Nel diagramma della fig. 4 sono riportati i valori del campo risultante alle varie distanze, per i tre casi; le linee piene si riferiscono al piano contenente l'antenna ed il riflettore ($\varphi = 0$), le tratteggiate al piano inclinato con $\varphi = 45°$. Le fig. 5 e 6 danno le distribuzioni del campo alle varie distanze per i casi *a* e *c*. Si suppone che la potenza irradiata sia $N_s = 100$ kW.

Dall'esame dei diagrammi risulta chiaramente come nel caso *a* si ottenga l'optimum di efficacia, mentre l'efficacia del riflettore risulta scarsissima nel caso *b*. Quando non si desideri alimentare direttamente il riflettore, è preferibile dare al sistema il proporzionamento rispondente al caso *c*. L'alimentazione diretta permette però, col variare la fase della corrente che percorre il riflettore, di modificare la direzione di minima intensità del campo e l'ampiezza del settore schermato. *M. S.*

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

E. GLOWATZKI — **Filtri a banda passante, variabili e fissi, per circuiti radiofonici.** (H. F. Techn. u. El. Ak., febbraio 1934, XLIII, 2, pag. 51-56, con 6 fig. e 4 tab.).

La trattazione del Cauer (¹) sul calcolo generale dei filtri elettrici, basata su una particolare classificazione dei filtri stessi in classi relative al comportamento dell'attenuazione e dell'impedenza caratteristica, si presenta feconda di nuove ed interessanti applicazioni in tutti i rami della tecnica delle comunicazioni. Nella presente memoria, si studiano in particolare nuove forme di filtri per l'impiego come passabanda nei ricevitori radiofonici. I filtri esaminati possono essere a frequenza fondamentale costante, per l'applicazione agli stadi a media frequenza dei ricevitori a supereterodina, oppure a frequenza variabile, per l'applicazione agli stadi ad alta frequenza.

I dati prefissati del problema, imposti dalla necessità di ottenere risultati soddisfacenti di selettività e qualità fonica della ricezione, sono:

a) la frequenza fondamentale media f di accordo, costante, oppure variabile in una determinata gamma $f' \leq f \leq f''$;

b) la larghezza pratica p_s della banda passante (praticamente eguale a 9000 Hz e indipendente dalla frequenza f), all'infuori della

---

(¹) W. CAUER: Siebschaltungen - V. D. I., Berlin, 1931.
E. GLOWATZKI: Entwurf und Beispiele symmetrischer Siebschaltungen nach der Methode von W. Cauer - E. N. T., 1933, X, p. 377 e 404.

quale il filtro determina un'attenuazione non inferiore ad un valore prefissato A (praticamente $A = 4$, $4{,}5$, 5 neper, ai quali valori corrisponde una caduta dell'ampiezza di risonanza all'1,8 %, 1,1 %, 0,7 %); oppure la larghezza pratica p_d della banda passante (in pratica da 5000 a 8200 Hz), all'interno della quale è assicurata una attenuazione bassissima (praticamente compresa tra 0,1 e 0,3 neper, tenuto conto delle perdite);

c) la variazione percentuale massima tollerata s % (in pratica dal 10 al 50 %) dell'impedenza caratteristica nella zona passante, rispetto al valore definito Z_0, relativo alla frequenza fondamentale f.

Z_0 può essere resa uguale alle impedenze, tra loro uguali, dei circuiti di entrata e di uscita collegati al filtro, oppure può essere scelta in modo da rendere possibile il migliore proporzionamento dei vari elementi elettrici del filtro stesso: in quest'ultimo caso

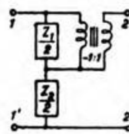


Fig. 1. — Ponte equivalente.

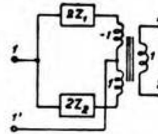


Fig. 2. — Ponte equivalente.

il filtro si collega al circuito di utilizzazione ed alla sorgente per mezzo dei ben noti accoppiamenti di proporzionamento.

Il filtro può in generale assumere le forme indicate nella fig. 1 e 2, dove gli accoppiamenti a trasformatore devono avere caratteristiche prossime, quanto più è possibile, a quelle ideali. Le singole impedenze Z_1, Z_2 a loro volta possono assumere le forme rap-

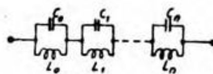


Fig. 3. — Bipolo ad impedenza frazionata: classe *a*.

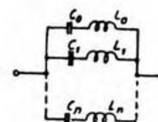


Fig. 4. — Bipolo ad impedenza frazionata: classe *b*.

presentate nelle fig. 3 e 4: l'ultima (classe *b*) particolarmente adatta nel caso, generalmente preferito, in cui l'accordo sia ottenuto variando i condensatori C_0, C_1,... C_n; la precedente (classe *a*), invece, quando si attui il circuito con induttanze L_0, L_1,... L_n variabili con continuità.

La necessità di introdurre elementi variabili nel filtro, impone una limitazione nelle classi possibili, secondo la classificazione del Cauer. Del resto, agli scopi pratici è più che sufficiente considerare, come fa l'A, le cinque classi 2 b^*, 3 b^*,..., 6 b^*, adatte nel caso dell'adozione di condensatori variabili. La tabella I dà, per ciascuna

TABELLA I. - *Elementi per le varie classi.*

			2b°	3b°	4b°	5b°	6b°
I	Classe del circuito		2b°	3b°	4b°	5b°	6b°
II	N° minimo di elementi	Bobine	3	4	5	6	7
		Condens.	3	4	5	6	7
		Trasform.	1	1	1	1	1
III	Circuito per	Z_1	C_1 L_1	C_1 L_1, C_3 L_3	C_1 L_1, C_3 L_3	C_1 L_1, C_3 L_3, C_5 L_5	C_1 L_1, C_3 L_3, C_5 L_5
		Z_2	C_0 L_0, C_2 L_2	C_0 L_0, C_2 L_2	C_0 L_0, C_2 L_2, C_4 L_4	C_0 L_0, C_2 L_2, C_4 L_4	C_0 L_0, C_2 L_2, C_4 L_4, C_6 L_6
IV	Valore degli elementi (L: henry, C: farad, f: hertz, $(2\pi)^2 = 39{,}48$)		$L_0 = L_2 = \frac{H\Theta Z_0}{\pi p}$ $L_1 = \frac{\Theta Z_0}{2\pi H p}$	$L_0 = L_1 = \frac{\Theta Z_0(1+a)}{2\pi p(1-a)}$ $L_2 = L_3 = \frac{\Theta Z_0(1+a)}{4\pi p a}$	$L_3 = L_0 = \frac{\Theta Z_0}{\pi H p(1-a^2)}$ $L_1 = L_4 = \frac{H\Theta Z_0}{\pi p}$ $L_2 = \frac{\Theta Z_0}{2\pi H p a^2}$	$L_5 = L_1 = \frac{\Theta Z_0(1+a)(1-b)}{2\pi p(1-a)(1+b)}$ $L_2 = L_3 = \frac{\Theta Z_0(a+b)(1-b)}{4\pi p(a-b)b}$ $L_0 = L_4 = \frac{\Theta Z_0(a+b)(1+a)}{4\pi p(a-b)a}$	$L_0 = L_6 = \frac{H\Theta Z_0(1-b^2)}{\pi p(1-a^2)}$ $L_1 = L_5 = \frac{\Theta Z_0 a^2}{\pi H p(a^2-b^2)}$ $L_2 = L_4 = \frac{H\Theta Z_0(1-b^2)}{\pi p(a^2-b^2)}$ $L_3 = \frac{\Theta Z_0 a^2}{2\pi H p b^2}$
			$C_1 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_1 f_0^2}$ $C_0 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_0 f_1^2}$ $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_2 f_1^2}$	$C_1 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_1 f_{-1}^2}$ $C_3 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_3 f_a^2}$ $C_0 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_0 f_1^2}$ $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_2 f_{-a}^2}$	$C_1 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_1 f_{-a}^2}$ $C_3 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_3 f_a^2}$ $C_0 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_0 f_1^2}$ $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_2 f_0^2}$ $C_4 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_4 f_1^2}$	$C_1 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_1 f_1^2}$ $C_3 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_3 f_{-b}^2}$ $C_5 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_5 f_a^2}$ $C_0 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_0 f_1^2}$ $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_2 f_b^2}$ $C_4 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_4 f_a^2}$	$C_1 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_1 f_a^2}$ $C_3 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_3 f_0^2}$ $C_5 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_5 f_a^2}$ $C_0 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_0 f_2^2}$ $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_2 f_b^2}$ $C_4 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_4 f_b^2}$ $C_6 = \frac{1}{(2\pi)^2 L_6 f_1^2}$

classe, le basi di calcolo degli elementi elettrici del filtro, in funzione dei dati prefissati, dei così detti parametri di Tschebyscheff H, Θ, k, $\varkappa$, a, b, e delle frequenze di risonanza $f_{\pm 1}$, f_0, $f_{\pm a}$, $f_{\pm b}$. I parametri H, k, a, b sono espressi, in funzione di A e per le diverse classi relative all'attenuazione, nella tabella II, mentre i parametri Θ, $\varkappa$ risultano nella tabella III, in funzione di s, per la classe b relativa alle impedenze caratteristiche.

TABELLA II. – *Parametri per le classi relative all'attenuazione.*

A neper	H	Cl. 2	Cl. 3		Cl. 4		Cl. 5			Cl. 6		
		k^{-1}	k^{-1}	a	k^{-1}	a^2	k^{-1}	a	b	k^{-1}	a^2	b^2
4	1,018	0,27	0,596	0,541	0,813	0,632	0,921	0,9132	0,4458	0,968	0,9300	0,5408
4,5	1,011	0,21	0,524	0,530	0,754	0,604	0,886	0,8981	0,4202	0,949	0,9112	0,4928
5	1,007	0,16	0,448	0,521	0,692	0,581	0,845	0,8845	0,3994	0,925	0,8932	0,4531

TABELLA III. – *Parametri per la classe b relativa all'impedenza caratteristica.*

s in %	Θ	$\varkappa$
10	1,10	0,56
20	1,20	0,72
50	1,50	0,90

Tra le sovraenunciate larghezze pratiche della banda passante, p_s, p_d, e la larghezza teorica p, intercorrono le relazioni:

$$p_d = \varkappa\, p_s/k \qquad p_s = k\, p_d/\varkappa \qquad p_d < p < p_s\,,$$
$$p = p_s/k \qquad p = k\, p_d/\varkappa$$

le quali permettono di determinarne due, in funzione di una che sia nota. Stabilita così la larghezza p, si ricavano le frequenze di risonanza, secondo la tabella IV, impiegando la prima colonna nel caso di filtri a frequenza costante, e la seconda colonna nel caso di filtri a frequenza variabile.

TABELLA IV. – *Frequenze di risonanza.*

Valori esatti	Valori appross. ($p \ll f$)
$f_{\pm 1} = f \pm \frac{p}{2}$	$f_{\pm 1} = f \pm \frac{p}{2}$
$f^2_0 = f^2 + \frac{p^2}{4}$	$f_0 = f$
$f^2_{\pm a} = \left(f \pm a\frac{p}{2}\right)^2 + \frac{p^2}{4}(1 - a^2)$	$f_{\pm a} = f \pm a\frac{p}{2}$
$f^2_{\pm b} = \left(f \pm b\frac{p}{2}\right)^2 + \frac{p^2}{4}(1 - b^2)$	$f_{\pm b} = f \pm b\frac{p}{2}$

I valori massimi e minimi delle capacità variabili, risultano naturalmente in funzione delle frequenze massima f'' e minima f' di

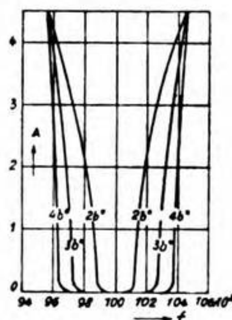


Fig. 5. — Caratteristiche di attenuazione dei filtri passa-banda con $p_s = 9$ kHz.

accordo. I condensatori risultano tutti a variazione lineare di frequenza, e perciò possono essere regolati con comando simultaneo.

Nella fig. 5 sono rappresentate le caratteristiche dell'attenuazione per tre classi dei filtri di pari larghezza $p_s = 9$ kHz: è resa così evidente la bontà dei filtri in esame, bontà tanto più alta quanto più elevata è la classe; praticamente la classe 4 b^* soddisfa già le maggiori esigenze di selettività e di qualità (fig. 6).

L'A si diffonde quindi su esempi pratici di progetto, estesi anche al caso della disposizione con condensatori fissi ed induttanze variabili.

Particolarmente curato deve essere l'adattamento dei filtri alle impedenze di entrata e di uscita (fig. 6), nonchè la precisione degli

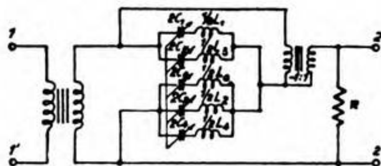


Fig. 6. — Filtro passa-banda radiofonico della classe 4 b^*.

elementi del filtro: per la classe 4 si richiede la precisione di 1 % ÷ 2 % dei valori delle capacità e delle induttanze, e precisioni ancora maggiori si richiedono per gli elementi dei filtri di classe superiore. *M. S.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

E. MUHRER — **Variazioni della costante dielettrica nell'alto vuoto per effetto di elettroni liberi.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1934, XLIII, 1, pag. 1-12, con 12 fig.).

Il problema della variazione della costante dielettrica per effetto di elettroni liberi sottoposti ad oscillazioni di alta frequenza, ha un'importanza grandissima per la spiegazione dei fenomeni della propagazione delle onde elettromagnetiche negli alti strati dell'atmosfera. Numerosi autori hanno ideato vari metodi sperimentali intesi a constatare e a determinare le variazioni suddette, ma quasi tutti i risultati sperimentali ottenuti riuscirono notevolmente discordanti dalla teoria, e ciò principalmente per la difficoltà di raccogliere in uno spazio ristretto una sufficiente quantità di elettroni liberi.

L'A si è proposto di sfruttare gli elettroni esistenti in un tubo elettronico acceso. L'idea è la seguente: la griglia e l'anodo di un tubo elettronico costituiscono le armature di un condensatore di una certa capacità C. Portati i due elettrodi ad una tensione continua positiva uguale rispetto al catodo, gli elettroni emessi penetrano attraverso le maglie della griglia nel condensatore C, e mantengono, durante tutto il tempo T di percorso dalla griglia all'anodo, una velocità che in prima approssimazione si può supporre costante. Se ora si applica fra la griglia e l'anodo una tensione oscillante di altissima frequenza, per effetto del campo elettrostatico interno $E_0 \cos \omega t$ generato, gli elettroni subiscono oscillazioni forzate. Queste oscillazioni elettroniche, la cui ampiezza di velocità si suppone però piccolissima rispetto alla predetta velocità uniforme, costituiscono nel loro insieme una corrente oscillatoria la quale si sovrappone alla normale corrente capacitiva di spostamento. In definitiva

il condensatore si comporta come se la sua costante dielettrica $\varepsilon = 1$ subisse una diminuzione:

$$- \Delta \varepsilon = - \frac{4 \pi N e^2}{m \omega^2} \left(1 - \frac{\omega T}{\operatorname{sen} \omega T} \right) \quad \text{u. e. s.}$$

e come se in parallelo al condensatore venisse applicata una resistenza R_p di valore:

$$R_p = \frac{1}{G} = \frac{1}{C} \frac{m \omega^2}{4 \pi N e^2} \frac{T}{1 - \cos \omega T} \quad \text{u. e. s.}$$

Nelle due formule s'intende con e la carica, con m la massa di un elettrone, e con N il numero di elettroni presenti nello spazio gri-

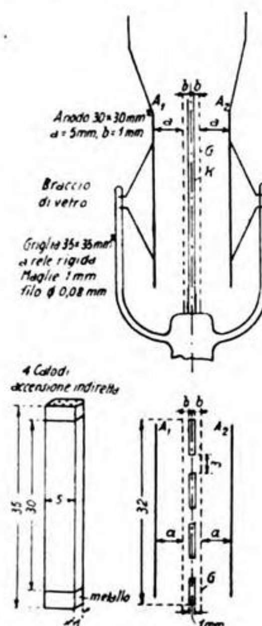


Fig. 1. — Particolari del tubo speciale.

glia-anodo per ogni cm² (dipendente naturalmente dall'emissione catodica e dalla tensione continua applicata agli elettrodi freddi). L'ampiezza delle oscillazioni elettroniche risulta:

$$s_0 = \frac{e E_0}{m \omega^2} \text{ cm} = 5{,}05 \cdot 10^{-3} \cdot E_0 \cdot \lambda^2 \text{ mm},$$

espressi $E_0 = \sqrt{2} \cdot E_{eff}$ in volt/cm e λ (lunghezza d'onda) in m.

Fallite alcune prove sperimentali eseguite su tubi di tipo comune, l'A venne nella determinazione di foggiare un tubo in modo da far risultare massima la variazione $-\Delta\epsilon$. Occorre allo scopo osservare che la velocità degli elettroni (e quindi la densità N) nel percorso fra la griglia e l'anodo non può essere costante, per effetto della carica spaziale determinata dagli elettroni stessi. Ammessa la legge del Langmuir in regime di carica spaziale, e supposto che la griglia

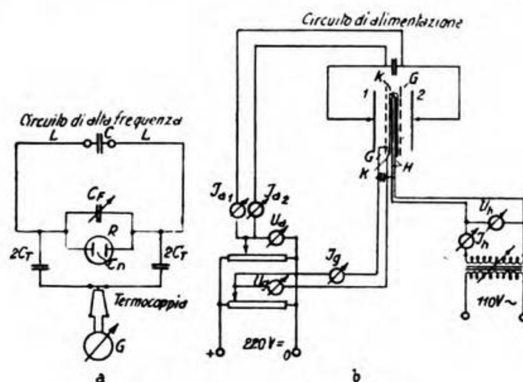


Fig. 2. — Schemi dei circuiti.

non assorba una parte apprezzabile dell'emissione, si ricavano le espressioni meglio approssimate:

$$-\Delta\epsilon = -0{,}55\left(\frac{a}{b}\right)^2 \frac{1}{(T/T_0)^2}\left(1-\frac{\operatorname{sen} 2\pi T/T_0}{2\pi T/T_0}\right)\ \%\,,$$

$$G = \frac{1}{R_p} = C\,\frac{0{,}55}{10^2}\left(\frac{a}{b}\right)^2 \frac{1}{(T/T_0)^2}\,\frac{1-\cos\omega T}{T}\ \text{u. e. s.}\,,$$

dove T_0 è il periodo $2\pi/\omega$ delle oscillazioni elettroniche e a, b sono le distanze della griglia dall'anodo e dal catodo. Il valor massimo di:

$$\frac{1}{(T/T_0)^2}\left(1-\frac{\operatorname{sen} 2\pi T/T_0}{2\pi T/T_0}\right)$$

vale $(2/3)\,\pi^2$, per $T/T_0 = 0$, e quindi $\Delta\epsilon_{max} = 3{,}6\,(a/b)^2\,\%$.

In base a questo calcolo si costruì il tubo speciale a due anodi e due griglie rappresentato nella fig. 1, le cui caratteristiche risultarono $a/b = 5$, $S = 18$ mA/V per $U_{ecc} = (U_g + DU_a)/(1 + D) = 10$ V, $R_i = 4000 \div 5000\ \Omega$, $D = 1{,}45\ \%$ per $U_g = 0$ ed $U_a = 400$ V (essendo S la conduttanza mutua, R_i la resistenza interna, D l'intraeffetto, U_g ed U_a le tensioni continue di griglia e di anodo).

La fig. 2 mostra da un lato l'applicazione del tubo (la cui capacità complessiva è indicata con C_n) nel circuito oscillatorio di mi-

sura controllato da una termocoppia accoppiata per mezzo dei condensatori 2 C_T; dall'altro lato mostra i circuiti di alimentazione. È stata scrupolosamente curata la simmetria del sistema agli effetti dell'alta frequenza. Le misure di capacità vennero eseguite col me-

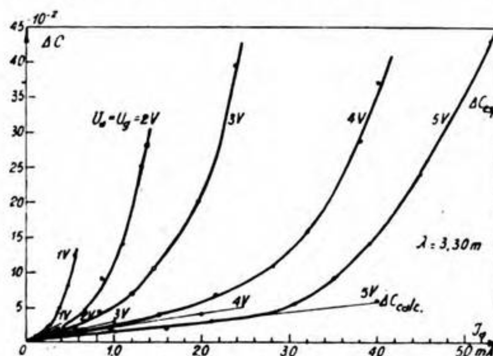


Fig. 3. — Variazioni di capacità (in u. e. s.) valutate con le esperienze e col calcolo (caso *a*).

todo della risonanza, sottoponendo il circuito oscillatorio all'azione di un trasmettitore di lunghezza d'onda di 3,3 ÷ 8,25 m, e variando la sintonia del circuito stesso per mezzo del condensatore a verniero C_F.

Sono state istituite anzitutto accuratissime misure e tarature di tutte le costanti elettriche del circuito oscillatorio e del circuito

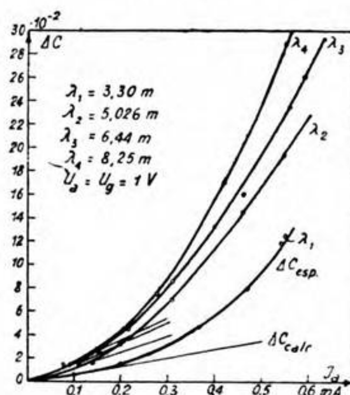


Fig. 4. — Variazioni di capacità (in u. e. s.) valutate con le esperienze e col calcolo (caso *b*).

derivato contenente la termocoppia, nonchè di tutte le capacità parziali interelettrodiche del tubo; ciò ha permesso di conseguire un alto grado di approssimazione nelle misure finali, intese a determinare

le capacità C_n in presenza delle oscillazioni elettroniche. Sono stati esaminati:

a) l'effetto dovuto alle variazioni della densità degli elettroni, ottenute modificando la corrente anodica col riscaldamento del catodo, mantenendo inalterati i valori di $U_g = U_a$ e di λ, e perciò mantenendo inalterati i rapporti $T/T_0 = 5\ a/(\sqrt{U_g} \cdot \lambda)$;

b) l'effetto dovuto a variazioni delle tensioni continue di griglia e di anodo, mantenendo inalterati il riscaldamento del catodo e la lunghezza d'onda: di volta in volta vennero variate le tensioni U_a ed U_g così da mantenere costante il rapporto U_a/U_g;

c) l'effetto dovuto a variazioni della lunghezza d'onda, mantenendo inalterati i valori $U_a = U_g$ e variando, col riscaldamento catodico, la corrente anodica.

Le fig. 3 e 4 mostrano le variazioni ΔC della capacità ottenute e paragonate con quelle preventivamente calcolate, per i casi *a* e *c*.

Dall'esame dei risultati sperimentali si ricava sostanzialmente la piena validità delle espressioni teoriche, sia quando la corrente anodica risulta in regime di saturazione (deboli accensioni ed elevate tensioni anodiche), sia quando la tensione di griglia è piccola a paragone della tensione anodica. Si può concludere che le differenze notevoli negli altri casi debbono essere ricercate esclusivamente nella differenza fra i valori calcolati e quelli reali della densità N degli elettroni. *M. S.*

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

H. Grajetzky — **Ricerche sul rumore di fondo nella riproduzione di pellicole sonore col sistema della modulazione di luce.** (E. N. T., febbraio 1934, XI, 2, pag. 51-60, con 12 fig.).

L'A ha istituito accurate ricerche sulle cause e sulla costituzione del rumore di fondo nelle riproduzioni di pellicole sonore, allo scopo di determinare l'efficacia di accorgimenti tecnici adottati per ottenere una riproduzione quanto più possibile fedele e priva di disturbi. Il metodo di ricerca si basa sull'analisi elettrica del rumore di fondo, così da ricavarne lo spettro in funzione della frequenza. L'analisi viene estesa a pellicole uniformi di diverso grado di trasparenza e di diversa finezza di grana dello strato fotosensibile (pellicole positive, pellicole negative e pellicole fissate senza essere state nè esposte alla luce, nè sviluppate).

Gli spettri ottenuti con pellicole nuove mettono in evidenza la grande ampiezza delle oscillazioni elettriche di bassa frequenza (fino a 1000 Hz) e la piccola ampiezza di quelle di frequenza maggiore (da 1000 a 20.000 Hz), per qualsiasi tipo di pellicola e grado di finezza della grana costitutiva. Si rileva inoltre che il massimo rumore di fondo ha luogo per un determinato caratteristico grado di trasparenza della pellicola, dell'ordine di 0,6 unità circa ed indipendente dalla grana dello strato fotografico. Ciò si spiega ammettendo che il rumore di fondo provenga principalmente da inomogeneità dello strato fotografico, derivanti da spazi vuoti formatisi nello strato gelatinoso

durante il fissaggio delle particelle di bromuro di argento. La grande ampiezza del rumore di fondo nella zona delle basse frequenze viene dall'A prevalentemente attribuita a movimenti non linearmente piani della pellicola, dovuti a piccole pieghe inclinate, le quali si formano in corrispondenza delle forature marginali di trascinamento. Viene assodato inoltre che la grana di cui si compone lo strato fotografico non determina alcuna frequenza particolare di disturbo in un intervallo esteso oltre 20.000 Hz.

Un notevolissimo aumento nel rumore di fondo si verifica quando la pellicola venga successivamente svolta e riavvolta intorno ad un tamburo, com'è necessario per la normale proiezione. Tale aumento, pressochè indipendente dalla frequenza, cresce col numero dei riavvolgimenti, ed è tanto più considerevole, quanto maggiore è il grado di trasparenza della pellicola. Ciò va attribuito al progressivo danneggiamento meccanico dello strato fotografico, a causa della polvere e di altre impurità inevitabilmente depositate sulla pellicola e compresse nello strato stesso durante l'operazione di avvolgimento della pellicola sul tamburo.

Riferito lo spettro del rumore di fondo alle unità di udibilità, si riconosce che i valori più elevati competono alla zona 500 ÷ 3000 Hz, ed in particolare il massimo si manifesta intorno al valore 1000 Hz. Al di là della frequenza 4000 Hz le ampiezze dello spettro si riducono rapidamente a valori bassissimi; risulta perciò inutile e dannoso limitare la zona delle frequenze riprodotte, con la presunzione di ottenere una riduzione del rumore di fondo.

La conoscenza di questi spettri permette di ricavare i diagrammi della « dinamica » del complesso di riproduzione, esprimenti, per ogni frequenza, l'intervallo tra il suono più intenso ed il suono più debole, chiaramente percettibile. L'estensione della dinamica può essere conseguita per mezzo di accorgimenti atti a diminuire il rumore di fondo. Tali accorgimenti possono essere di due categorie: l'una interessante il procedimento fotografico e consistente nel proporzionare il grado medio di trasparenza della pellicola all'intensità del suono registrata in ogni istante, l'altra agente invece sul sistema elettroacustico di riproduzione, proporzionandone opportunamente le caratteristiche di frequenza.

Relativamente alla prima categoria, nel procedimento di modulazione in ampiezza si varia l'estensione della striscia di riproduzione sonora, rendendola più piccola quando diminuisce l'intensità del suono registrato. Nel procedimento di modulazione in intensità si varia invece il grado di trasparenza media della pellicola, nella striscia sonora, rendendolo minore quando il suono registrato si indebolisce.

In secondo luogo, qualunque sia il procedimento di modulazione luminosa, si può aumentare la dinamica della riproduzione agendo, come si è detto, sulle caratteristiche di frequenza del sistema elettroacustico di riproduzione. Più particolarmente, si proporzionano queste ultime così da abbassare fino al limite minimo di udibilità le oscillazioni costituenti il rumore di fondo e, modificando adeguatamente, in senso inverso, le caratteristiche di fre-

quenza del sistema acustico-elettrico di presa sonora, si compensano gli effetti di attenuazione, sulle medie frequenze, dei suoni utili della riproduzione.

Per tutti questi procedimenti, l'A ricava i guadagni nella dinamica della riproduzione, e mette in rilievo le caratteristiche intrinseche dei sistemi vari, ciò che permette di trarre un giudizio sulla bontà e sui limiti di applicabilità dei procedimenti stessi.

M. S.

MISURE.

O. H. Schuck — **Prisma acustico.** (Proc. I.R.E., novembre 1934, XXII, 11, pag. 1295-1310, con 9 fig.).

Con la dicitura « prisma acustico » (*sound prism*) viene indicato un apparecchio di analisi armonica che permette di ottenere la visione diretta dello spettro di un suono, su uno schermo. Il sistema di analisi adoperato rientra nella categoria dei metodi ad eterodina, e sotto vari punti di vista può essere considerato molto affine a quello già da tempo sviluppato da Grützmacher, salvo la differenza fondamentale consistente nella visione in luogo della registrazione fotografica. Il sistema Schuck ha manifestamente il vantaggio di fornire il risultato assai semplicemente e rapidamente, e di consentire anche l'esame continuo di spettri modificantisi progressivamente nel tempo.

La visione diretta si ottiene mediante un dispositivo del tipo oscillografico, e con una frequenza di ripetizione delle immagini non inferiore a 10-20 volte a secondo, la quale consente l'utilizzazione del fenomeno della persistenza sulla retina.

L'esame di una soluzione particolare permette di comprendere rapidamente il procedimento.

Il suono esaminato, della frequenza ad esempio di 1000 hertz, trasformato in oscillazione elettrica per mezzo di un microfono, viene impiegato per modulare l'onda portante di un oscillatore, la cui frequenza si fa variare periodicamente 20 volte per secondo tra 25.000 e 20.000 hertz, essendo estesa sino a 5000 hertz la banda acustica che si desidera esplorare.

La variazione di frequenza è ottenuta mediante un organo rotante, che fa variare la capacità nel circuito dell'oscillatore, e nello stesso tempo, per mezzo di uno specchio rotante, produce uno spostamento del punto luminoso sullo schermo, parallelamente all'asse delle ascisse, ove s'intendono riportati i valori delle frequenze acustiche. Con l'impiego di un adatto profilo per le armature del condensatore variabile si può ottenere una scala delle frequenze ad esempio logaritmica o lineare.

L'uso di un sistema di modulazione bilanciato porta ad un'oscillazione modulata di uscita, nella quale sono solamente presenti le due oscillazioni laterali; queste ultime vengono, dopo conveniente amplificazione, applicate ad un filtro di banda molto selettivo, accordato su una frequenza di 20.000 hertz. Attraverso un ulteriore stadio di amplificazione, il filtro è connesso con un rivelatore la cui

uscita aziona l'equipaggio mobile dell'oscillografo, dando luogo sullo schermo a deviazioni proporzionali alla grandezza impressa, parallele all'asse delle ordinate.

Il risultato di queste varie operazioni è l'apparire, sullo schermo, di un diagramma che riproduce, per le varie frequenze, l'ampiezza delle corrispondenti armoniche del suono analizzato.

Si comprende come tale procedimento, di cui è stata qui solamente considerata, ed in maniera molto sommaria, un'attuazione particolare, presenti un'importante limitazione nei riguardi del valore minimo di frequenza fondamentale del suono analizzabile, derivante dalla necessità di uso di una frequenza non troppo bassa per la ripetizione delle immagini.

Nel dispositivo sperimentato dall'A, che attua un compromesso molto soddisfacente tra rapidità di registrazione e potere risolutivo di analisi, il limite inferiore di frequenza risulta di circa 200 hertz, e tale risultato è ottenuto in grazia dell'uso di un filtro di banda composto di molti circuiti accordati sulla stessa frequenza e convenientemente accoppiati tra loro.

F. Ve.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

H. T. Friis, C. B. Feldman e W. M. Sharpless — **Determinazione della direzione di arrivo delle onde corte.** (Proc. I.R.E., gennaio 1934, XXII, 1, pag. 47-78, con 23 fig.).

Si ritiene oggi generalmente che il fenomeno dell'evanescenza sia dovuto al sovrapporsi di varie onde, tutte provenienti dalla stazione trasmittente, ma per vie diverse, e quindi con diversa direzione di arrivo. Deve in tal caso essere possibile eliminare il fenomeno, ricevendo una sola onda, mediante antenna direzionale. È quindi utilissimo poter conoscere la direzione di arrivo delle varie onde. Per questo occorre:

1) poter trovare la direzione di arrivo di una determinata onda,

2) poter distinguere la direzione di varie onde in arrivo contemporaneamente.

La direzione di arrivo di una data onda può ricercarsi con due metodi.

Il primo si fonda sull'apprezzamento del rapporto fra le tensioni indotte, dall'onda in arrivo, in due antenne aventi diversa caratteristica di ricezione direzionale. La fig. 1 mostra il diagramma direttivo nel piano verticale di due antenne, rispettivamente di mezza e di una lunghezza d'onda. La tensione indotta è funzione dell'intensità e della direzione di arrivo del campo; perciò, usando due antenne di diverso effetto direttivo, si può eliminare l'intensità incognita del campo, e ricavare la direzione di arrivo. Le equazioni per calcolare la tensione indotta in ciascuna delle due antenne suddette, in funzione della direzione di arrivo dell'onda, sono riportate nella nota e sono state ricavate dagli stessi autori in un precedente lavoro. È spiegato come si possa tener conto delle perdite che intervengono

fra l'antenna e il relativo ricevitore, e della diversa amplificazione dei ricevitori stessi.

Nel caso generale, in cui siano in arrivo alcune onde con angoli di provenienza leggermente diversi, il metodo può dare l'angolo medio. Poichè in tal caso può aversi evanescenza, che generalmente non si verifica nello stesso istante per le due antenne con-

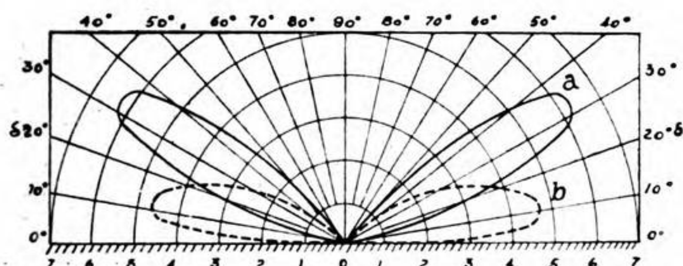


Fig. 1. — Diagramma polare di ricezione di antenne direttive: *a* - antenna di una lunghezza d'onda; *b* - antenna di mezza lunghezza d'onda.

siderate, occorre rendersi indipendenti dalle indicazioni errate, derivanti dal variare del rapporto fra le tensioni applicate ai ricevitori delle due antenne. Perciò è stato attuato un sistema di registrazione automatica e di integrazione.

Il secondo metodo per determinare la direzione di arrivo di un'onda elettromagnetica consiste nell'apprezzare la differenza di

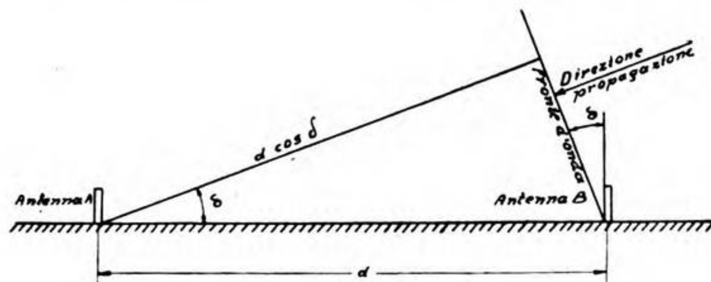


Fig. 2. — Sistema di ricezione direttiva con due antenne.

fase tra le forze elettromotrici indotte in due antenne uguali, situate ad una certa distanza fra loro (fig. 2). È questo il caso dell'antenna Adcock, dell'antenna a quadro, e di altre antenne direttive girevoli. La direzione di arrivo dell'onda può essere ricavata direttamente, ruotando il sistema di antenne, oppure calcolata, misurando la differenza di fase tra le forze elettromotrici indotte, per mezzo di oscillografo catodico, come descritto in un precedente lavoro di uno degli autori. Ma nelle prove in argomento è stato im-

piegato un sistema ancora diverso, il quale consiste nel riportare in fase le due forze elettromotrici per mezzo di un variatore di fase, inserito sulla linea di trasmissione collegante una delle antenne al ricevitore.

Il variatore di fase è ottenuto mediante un insieme di circuiti disposti per generare un campo rotante mediante l'onda in arrivo, convenientemente amplificata. Una bobina mobile nel campo permette di ottenere una forza elettromotrice indotta di fase variabile, da comporsi con quella di una delle due antenne, per ottenere il rifasamento.

È accennato il modo di eseguire la misura dell'angolo medio quando giungono sulle antenne diverse onde con angoli di arrivo lievemente differenti fra loro.

È descritto quindi un dispositivo adottato per risolvere l'onda composta in arrivo nelle sue componenti, e misurare l'angolo di provenienza di ciascuna di queste. Può infatti teoricamente prevedersi che le onde componenti, provenendo dalla stazione trasmittente all'antenna per vie diverse, impieghino tempi diversi. Se in tali condizioni, invece di trasmettere un'onda continua di supporto, si trasmettono impulsi sufficientemente brevi di onda portante, ciascuno di questi arriverà come una successione di impulsi, provenienti da percorsi di diversa lunghezza. Oltre il numero delle onde componenti, può anche trovarsi la loro direzione di arrivo, associando il dispositivo ora accennato con uno dei due metodi prima descritti per la ricerca di tale direzione. Il problema è così del tutto risolto.

Sono state fatte numerose esperienze con trasmissioni di 50 impulsi al secondo, ciascun impulso essendo della durata di 2×10^{-4} secondi.

Le misure eseguite hanno permesso di trarre le seguenti conclusioni:

1) La direzione di arrivo delle singole onde componenti non ha variazioni subitanee; essa varia anzi molto lentamente.

2) Le componenti che arrivano più tardi sono quelle con provenienza maggiormente inclinata rispetto all'orizzonte.

Le misure degli angoli orizzontali di provenienza delle varie componenti dimostrano che vi sono tra essi differenze assai piccole, cosicchè può ritenersi che la propagazione avvenga secondo il circolo massimo passante per la ricevente e la trasmittente.

Sono accennati gli inconvenienti dovuti all'arrivo dell'onda complessa sull'antenna ricevente, agli effetti della radiotelefonia, e viene prospettata la possibilità di eliminarli, in base ai risultati sopra riassunti. *F. G.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

L. H. BEDFORD e O. S. PUCKLE — **Un sistema di televisione a modulazione di velocità.** (J.I.E.E., luglio 1934, LXXV, 451, pag. 63-82, con 17 fig.).

Il principio fondamentale della « televisione a modulazione di velocità » consiste nell'ottenere le variazioni di intensità luminosa

nell'immagine ricevuta, non variando la luminosità della traccia esploratrice, ma variando la sua velocità di traslazione: cosicchè la luminosità di un elemento esplorato è funzione del tempo impiegato per la sua esplorazione. Si constata facilmente l'opportunità dell'impiego del tubo a raggi catodici, ma la scarsa luminosità che si può ottenere col pennello catodico limita l'applicazione del sistema alla trasmissione di pellicole, le quali richiedono una minore illuminazione che non la ripresa diretta.

Nel sistema, di cui qui si tratta (fig. 1), una lente raccoglie l'immagine della traccia luminosa lasciata dal pennello catodico sullo schermo fluorescente del tubo e la fa convergere sulla pellicola; una cellula fotoelettrica trasforma in variazioni di corrente elettrica le variazioni di trasparenza della pellicola lungo il per-

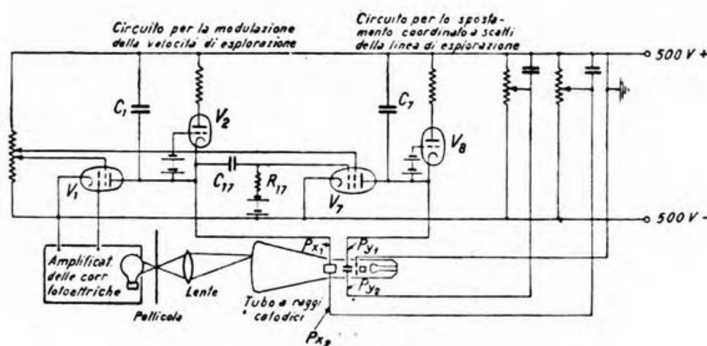


Fig. 1. — Schema del sistema analizzatore.

corso dell'areola luminosa. La tensione fornita dalla cellula fotoelettrica comanda la velocità di traslazione del pennello catodico. La trasmissione può essere effettuata anche mediante un collegamento in parallelo delle placche dell'oscillografo trasmettitore con quelle corrispondenti dell'oscillografo ricevente. Sarebbe in tal modo risolta la difficoltà della sincronizzazione, ma sarebbero d'altra parte necessari due canali di collegamento fra la stazione trasmittente e la ricevente. Nel sistema in esame, si rinuncia invece a questa sincronizzazione, usando un solo canale per la trasmissione dei segnali che governano il movimento a velocità modulata e lo spostamento trasversale del raggio catodico.

Fra le caratteristiche peculiari del presente sistema di modulazione è da annoverarsi una maggiore luminosità dell'immagine, per un dato tipo di tubo, rispetto al sistema con modulazione d'intensità; la parte più luminosa dell'immagine presenta altresì una maggiore ricchezza di particolari della parte oscura.

La modulazione della velocità del pennello catodico, da parte della tensione di uscita della cellula fotoelettrica, avviene nel modo seguente: questa tensione, amplificata, pilota un circuito a tiratron (oppure a diodo con scarica nel gas), il quale agisce su una coppia

di placche deviatrici del tubo a raggi catodici. Il sistema di esplorazione è « a tensione costante »: la rapidità di spostamento indietro del pennello è determinata da una data tensione massima, raggiunta alla fine di ogni linea indipendentemente dal tempo impiegato a percorrerla, il quale dipende dalla maggiore o minore chiarezza delle zone elementari costituenti la linea stessa. Il sistema di esplorazione « a tempo costante » è stato riconosciuto poco economico.

La legge del movimento trasversale non può essere uniforme perchè, con l'esplorazione a tensione costante, il percorso della traccia non sarebbe più rettilineo. Si presentano due alternative: modulare la velocità trasversale così da mantenerla sempre in rapporto costante con la velocità di esplorazione, oppure procurare gli spostamenti della linea di esplorazione a scatti, indipendentemente dal tempo di esplorazione di una linea; quest'ultima soluzione è stata preferita.

Le esigenze, alle quali deve soddisfare l'amplificatore che segue la cellula fotoelettrica sono molteplici: rapporto di amplificazione dell'ordine di 5000, riproduzione fedele di una gamma di frequenze fra 25 e 240 kHz, minima distorsione e minimo ritardo di fase, assenza di rumori di fondo, stabilità di funzionamento, assenza di effetti di ritorno della tensione di esplorazione.

È importante compensare la luminosità susseguente *(after-glow)* del materiale fluorescente del tubo a raggi catodici, poichè il suo effetto diventa assai nocivo alle più alte velocità del pennello esploratore. La teoria di questo fenomeno viene fondata sull'ipotesi che l'incremento luminoso, prodotto dal bombardamento di una carica elementare, decresca in funzione del tempo con legge esponenziale.

L'articolo contiene una descrizione particolareggiata dei diversi circuiti, per la parte trasmittente e ricevente, e la discussione del loro funzionamento, illustrato da numerosi diagrammi. *L. Sp.*

VIBRAZIONI MECCANICHE.

R. Bletschacher — **Misure di vibrazioni su cavi telefonici appoggiati a ponti in ferro.** (E. F. D., gennaio 1934, 34, pag. 29-31, con 5 fig.) (1).

Nei cavi telefonici posati sui ponti ferroviari si possono manifestare fenomeni di corrosione intercristallina della guaina di piombo, per effetto delle vibrazioni prodotte dal passaggio dei treni, che si trasmettono all'involucro del cavo, rendendolo appunto cristallino e fragile. I rimedi possono essere di due specie: sostituire il piombo con altro materiale meno sensibile alle vibrazioni; oppure impedire la trasmissione al cavo delle vibrazioni del ponte. Quest'ultimo rimedio è evidentemente il più radicale, come quello che toglie la causa stessa del danneggiamento del cavo.

I primi tentativi in tale direzione consistevano nell'impiego delle ordinarie cassette di legno o di lamiera piene di sabbia, nelle quali

---

(1) Vedi anche E. F. D., 1932, 27, p. 11.

veniva posato il cavo; ma tali sistemi, troppo pesanti, non possono certo incontrare l'approvazione delle amministrazioni ferroviarie.

Migliore è il sistema di montare il cavo — con l'interposizione di adatti legni scanalati o di materiale analogo — entro un tubo di ferro. Un perfezionamento notevole consiste nella *sospensione elastica* del tubo medesimo, quale è stata ad esempio adottata da oltre sette anni pel cavo telefonico Francoforte-Vienna sul ponte Mariaort,

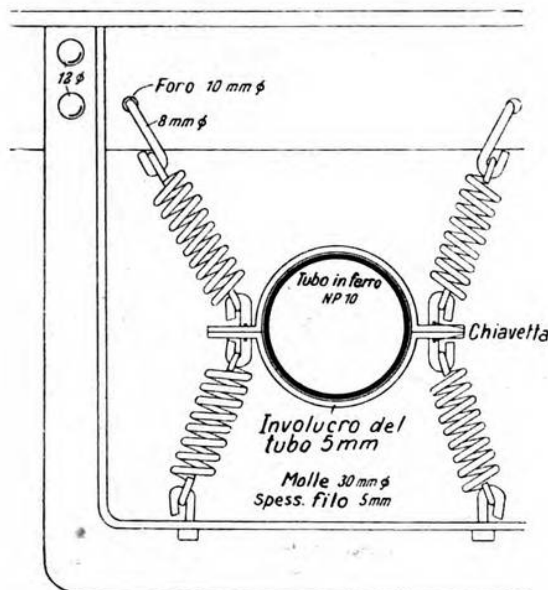


Fig. 1. — Sospensione del cavo telefonico Francoforte-Vienna al ponte ferroviario di Mariaort.

sul Danubio presso Regensburg (fig. 1 e 2). Si noti che le molle di sospensione devono essere disposte inclinate, e non verticali (come si era tentato in un primo tempo), perchè possano riuscire efficaci anche nei riguardi delle oscillazioni orizzontali.

Per chiarire l'effetto di questa disposizione, nel corso del 1931 vennero istituite, a cura della Direzione Postale di Augsburg, varie serie di misure a mezzo di vibrografi registratori Geiger, sia sul ponte anzidetto, sia su altri ponti dove il cavo telefonico non ha la sospensione elastica. Date le difficoltà di installazione, si misurarono solo i movimenti relativi del cavo rispetto al ponte. Due diagrammi ricavati sul ponte Mariaort sono riportati nelle fig. 3 e 4, mentre i risultati delle misure si possono così riassumere:

a) I cavi posati *senza sospensione elastica* seguono tutte le vibrazioni, fondamentali e armoniche superiori, del ponte. La frequenza

delle vibrazioni fondamentali, riferita al minuto primo, varia da 375 a 700 per quelle verticali, e da 300 a 380 per quelle orizzontali; per contro la frequenza delle armoniche superiori è rispettivamente intorno a 2300 per le verticali e da 1000 a 3100 per le orizzontali.

b) Per montaggi *con sospensione elastica* le vibrazioni del ponte vengono trasmesse ai cavi, ma non integralmente; in par-

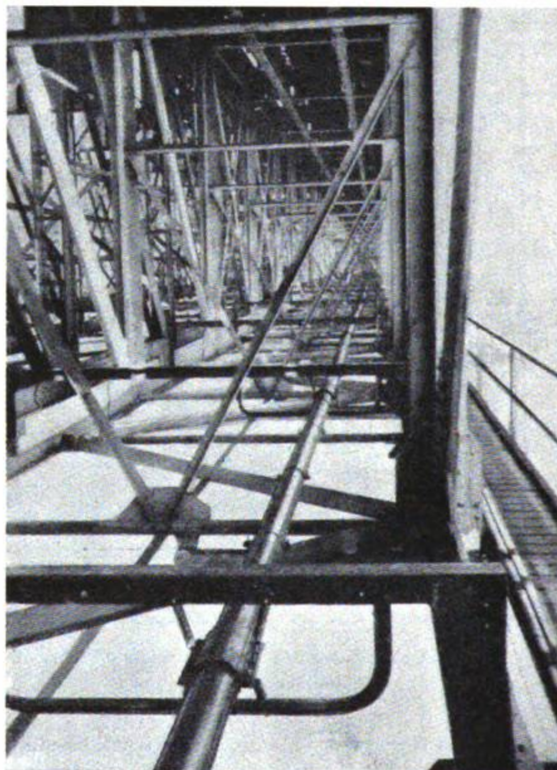


Fig. 2. — Disposizione del cavo telefonico sul ponte ferroviario.

ticolare *non* si sono potute constatare nel cavo le armoniche superiori, mentre la frequenza di quelle fondamentali, sempre riferita al minuto primo, si riduce a 210 ÷ 540 per le verticali ed a 95 ÷ 340 per le orizzontali.

c) Non si potè stabilire alcuna relazione fra le vibrazioni e le velocità od i pesi dei treni.

Secondo queste prove, i buoni risultati ottenuti con le sospensioni elastiche si possono attribuire verosimilmente all'annullamento delle armoniche superiori.

Un ulteriore perfezionamento, introdotto nel corso del 1933, consiste nell'*ammortizzamento della sospensione elastica*, secondo quanto è indicato in fig. 5. Sotto il cavo, e parallelamente allo

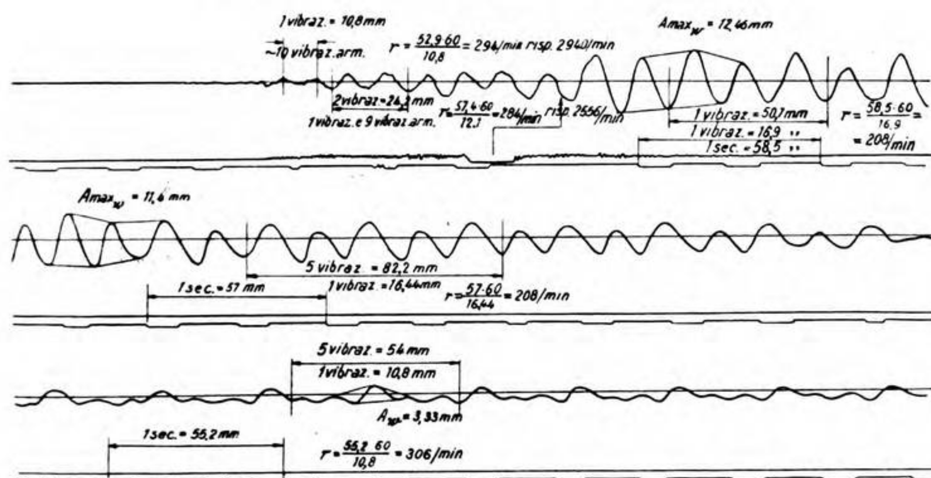


Fig. 3. — Oscillazioni verticali del cavo al passaggio di una locomotiva a 90 km/ora.

stesso, è montato un gruppo di molle a balestra, con un estremo fissato rigidamente al tubo di ferro, e l'altro libero di scorrere longitudinalmente. Le molle a balestra, in caso di vibrazioni verticali, si piegano più o meno; in caso di vibrazioni orizzontali si

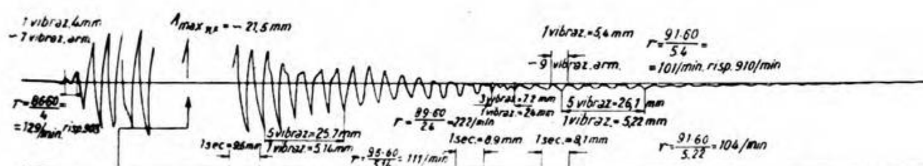


Fig. 4. — Oscillazioni orizzontali del cavo al passaggio di una locomotiva a 90 km/ora.

spostano a destra o a sinistra della posizione di riposo. Il primo tipo di vibrazioni viene quindi smorzato dalla elasticità delle molle a balestra; il secondo dall'attrito delle molle stesse dentro il loro supporto centrale.

Per ricavare dati sull'influenza esercitata dalla forma, lunghezza e spessore delle molle a balestra, se ne montarono di vari tipi e si istituì una nuova serie di misure. Questa volta si utilizzò

un apparecchio più semplice del vibrografo Geiger e precisamente un registratore a leva, il quale segna bensì solo le ampiezze massime delle vibrazioni (la cui frequenza non interessava più, essendo già stata determinata con le prime misure), ma può essere lasciato in posto ininterrottamente notte e giorno. Si poterono, inol-

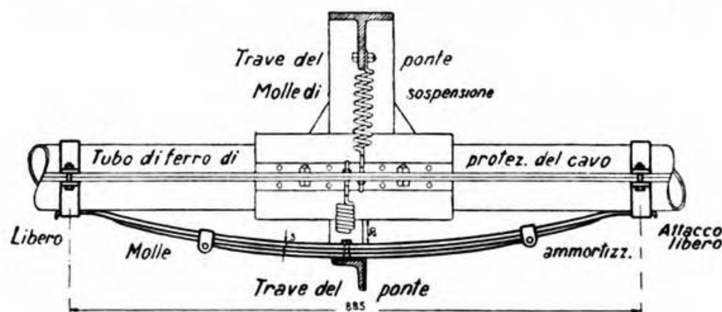


Fig. 5. — Sospensione elastica ammortizzata.

tre, registrare anche i movimenti « assoluti » del cavo nello spazio e non soltanto quelli « relativi », come si era fatto nelle prime misure (fig. 6).

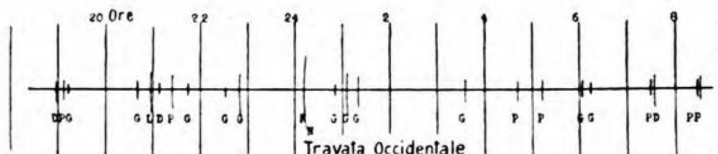


Fig. 6. — Oscillazioni orizzontali nello spazio.
D - treno diretto; *G*, *N* - treno merci; *L* - treno lusso; *P* - treno accelerato.

I risultati furono favorevoli oltre ogni aspettativa, essendosi constatata una diminuzione del 76 % nell'ampiezza delle oscillazioni del cavo (da 21,5 mm a 5,2 mm).

Le misure lasciano prevedere che ulteriori miglioramenti si potranno ottenere, scegliendo opportunamente le caratteristiche delle molle ammortizzatrici. *a. d. v.*

V. Loser — **Neutralizzatore di vibrazioni per navi.** (Ricerche di Ingegneria, gennaio-febbraio 1934, II, 1, pag. 28-35, con 15 fig.).

Sono esposti i principi teorici e l'attuazione pratica di un dispositivo che serve alla neutralizzazione delle vibrazioni trasmesse dalle macchine motrici Diesel allo scafo di una nave. La forza alternativa *P* esercitata dalle motrici, poste presso il centro della nave, provoca uno spostamento alternativo *d* che eccita uno speciale ap-

parecchio neutralizzatore collocato a poppa in un ventre di vibrazione contiguo a quello in cui si trova la motrice; tale apparecchio trasmette una forza alternativa Q allo scafo in fase con la forza P, e genera uno spostamento che è in ogni punto della nave in opposizione con d e di ampiezza poco minore di questo, in modo che lo spostamento rimanente, differenza dei due, sia ancora in grado di eccitare il neutralizzatore.

A seconda che la frequenza della P è minore, uguale o maggiore di quella di risonanza della nave eccitata in quel punto e considerata come un'asta libera avente una elasticità ed una massa distribuite, la velocità generata è spostata di $\pi/2$ in anticipo, in fase, o spostata di $\pi/2$ in ritardo rispetto a P; quindi lo spostamento è in fase, ritardato di $\pi/2$ o ritardato di π rispetto a P.

Per la presenza degli attriti, specialmente contro l'acqua, al variare con continuità della frequenza si hanno variazioni continue degli sfasamenti. E' stato calcolato, che affinchè il neutralizzatore origini vibrazioni circa in opposizione di fase con quelle generate dalle motrici, occorre che la frequenza naturale di esso differisca dalla frequenza di eccitazione, di quanto quest'ultima diverge dalla frequenza naturale della nave, e che tali differenze siano di senso contrario.

Per attuare un tale neutralizzatore, l'A ha usato un cassone riempibile di acqua e frazionato in piccoli compartimenti stagni, appoggiato per mezzo di robuste molle allo scafo della nave. Per mezzo di un dispositivo tarato si può leggere la frequenza propria di oscillazione del sistema; tale frequenza è variabile a piacere variando il quantitativo di acqua del cassone.

Con un neutralizzatore così fatto sono state ridotte del 94 % le ampiezze di oscillazione della motonave « Maria » di 11.700 tonnellate. Il dispositivo ha, dal giugno 1933, funzionato con successo anche con mare fortemente burrascoso. *E. P.*

CRONACA TECNICA

CONVERTITORI, RADDRIZZATORI.

La *Siemens Z. S.* nel fascicolo del luglio 1934 ha dato notizia di un **nuovo tipo di raddrizzatore a ossido di rame (sirutor).**

Il sirutor (*Siemens - Rundfunk - Detektor*) consta di cinque elementi ad ossido di rame posti in un piccolo tubo di materia isolante i cui estremi sono chiusi con cappe metalliche; a queste sono uniti i fili conduttori che costituiscono gli estremi del raddrizzatore. La sua lunghezza è di 33 mm (senza i fili) e il diametro di circa 5 mm.

Il sirutor, che ha caratteristica per un breve tratto rettilinea, sopporta a regime una tensione di 30 V (valore di cresta) e una corrente di 0,25 mA, ma può resistere anche a sovraccarichi momentanei purchè la temperatura non salga al di sopra di 50° C. La capacità dipende dalla frequenza, e diminuisce col crescere di questa: a 200 kHz (e 1 V) la capacità è di $30 \div 40$ $\mu\mu$F, a 1500 kHz scende a 20 $\mu\mu$F.

Per l'impiego con alte frequenze è in preparazione un nuovo tipo di sirutor, avendo questo primo tipo capacità ancora troppo elevate.

Sch.

ELETTROACUSTICA.

Nell'*Onde Él.* dell'aprile 1934 A. Givelet, trattando di **organi elettronici,** esamina le diverse possibilità di produzione di musica elettrica, con particolare riguardo ai suoni di organo.

Fra i metodi che hanno condotto ad una soluzione accettabile, sono da annoverare: alternatori, in numero di 7, corrispondenti alle 7 note di un'ottava, collegati a raddoppiatori di frequenza per ottenere le frequenze delle ottave superiori; commutatori rotanti, atti a interrompere alternativamente una corrente continua; vibratori a diapason mantenuti elettricamente in oscillazione; dispositivi a cellule fotoelettriche, nei quali i raggi luminosi che colpiscono le cellule sono periodicamente interrotti mediante ruote a profilo dentato; tubi a gas rarefatti, per l'utilizzazione di oscillazioni di rilasciamento. Con tutti questi sistemi vengono generate molte armoniche che poi sono opportunamente dosate o soppresse con filtri.

L'uso dei triodi è però il metodo più comodo per la produzione di musica elettrica, sia adottando tubi che generino direttamente la frequenza acustica, sia procurando quest'ultima con i battimenti di due frequenze ultraacustiche. Il primo sistema è più semplice e più economico, tanto più che non occorre un oscillatore per ogni nota da produrre, ma basta solo variare le costanti del

circuito oscillatorio. La regolazione è così molto semplice perchè, regolata la frequenza di una nota, tutte le altre note risultano automaticamente regolate. La variazione di ampiezza è ottenibile per mezzo di resistenze inserite sull'amplificatore che segue l'oscillatore.

Il timbro voluto si può ottenere, sia producendo un'oscillazione molto ricca di armoniche e riducendo poi con filtri l'entità di esse, sia ricostituendo il timbro sinteticamente per mezzo della sovrapposizione, ad una frequenza fondamentale, di altre corrispondenti alle diverse armoniche. Variando il contenuto di armoniche si può variare a volontà il timbro in modo da uguagliare il suono prodotto da vari strumenti, come violino, violoncello, contrabasso ed altri.

Con opportuni accorgimenti si attuano adesso organi elettronici che dànno suoni più puri e più belli di quelli ottenibili con organi a canne. Grazie alle piccole costanti di tempo dei circuiti è possibile con essi l'esecuzione dei pezzi più rapidi. Inoltre si ha il vantaggio di poter inviare i suoni in punti distanti l'uno dall'altro per mezzo di altoparlanti comandati da un unico organo; e dal lato economico non è da trascurare che il prezzo di tali apparecchi risulta circa la metà di quello di organi a canne, equivalenti. *E. P.*

*

La **scarica di un condensatore come sorgente sonora** può essere molto conveniente per studi che richiedano onde acustiche di notevole pressione ed ampiezza; W. Mc Farlane nel fascicolo di luglio 1934 del *Phil. Mag.* riferisce su esperienze compiute per stabilire la relazione che intercorre fra la intensità del suono emesso e le costanti del circuito elettrico.

Per la misura dell'intensità si è utilizzato un pendolo balistico a torsione, con il quale si è esplorato il campo sonoro; l'andamento di questo, rappresentato in fig. 1, varia con la forma e la distanza degli elettrodi e risulta dissimmetrico rispetto all'asse verticale del diagramma; il che conferma le osservazioni anche di altri sperimentatori. Per scariche deboli l'intensità varia inversamente con il quadrato della distanza, mentre con scariche di intensità maggiore, a piccola distanza dalla sorgente, si ha una variazione più rapida; specialmente per onde a frequenza elevata il suono viene rapidissimamente smorzato.

La massima cura è stata posta nello studiare l'influenza dei vari parametri del circuito elettrico, cercando di separarne e precisarne l'effetto. Per l'intensità dell'impulso sonoro si ottiene l'espressione:

$$A\,V^2\sqrt{\frac{C}{L\,R}}\,,$$

dove V è la tensione applicata al condensatore, R, L, C sono rispettivamente la resistenza, l'induttanza e la capacità del circuito oscillatorio ed A è una costante (lievemente variabile con il dia-

metro degli elettrodi). Se ne deduce, fra l'altro, che una scarica ottenuta con piccola capacità e alto potenziale è più efficace di una scarica con elevata capacità e piccolo potenziale.

Si è inoltre constatato che l'energia sonora non risulta proporzionale all'energia fornita al condensatore. La quantità di energia

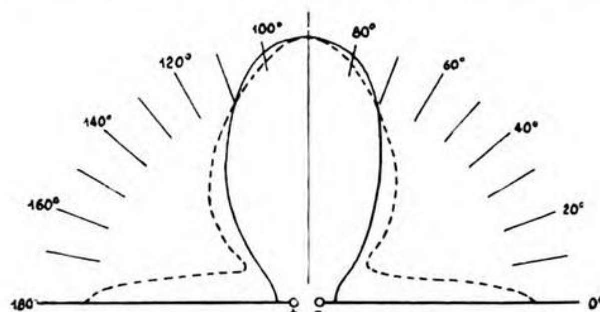


Fig. 1. — Distribuzione del campo sonoro:
——— con elettrodi puntiformi;
- - - - - con elettrodi costituiti da sferette di 2 cm di diametro.

elettrica convertita in energia sonora non è superiore, in genere, a qualche unità per cento.

Il materiale di cui sono formati gli elettrodi pare non abbia grande influenza; questo è in disaccordo con i risultati di altre esperienze. *M. M.*

FISICA GENERALE.

Sui **problemi di fonetica sperimentale** sono apparsi nel *J.A.S.A.* dell'aprile e del luglio 1934, vari importanti lavori. Lo studio delle caratteristiche della voce umana si presenta quanto mai interessante ed attraente. È noto come il timbro della voce sia legato al carattere psichico e fisico dell'individuo: il timbro e la potenza della voce vengono oggi considerati caratteri sessuali secondari, indici quindi del funzionamento degli organi di secrezione interna, ai quali viene attribuita parte preponderante nell'economia del nostro sistema organico.

Uno dei problemi più importanti della fonetica applicata è quello di fornire criteri e dati quantitativi per classificare un determinato tipo di voce. La possibilità offerta dall'elettroacustica di registrare e di analizzare i suoni porta un contributo di notevole importanza alla risoluzione di questo problema. Indubbiamente le differenze linguistiche, alcuni difetti morfologici di pronuncia, la variabilità della voce a seconda dello stato emotivo in cui l'individuo si trova, creano complicazioni notevoli, e si può affermare che i risultati fino ad ora raggiunti sono ben lontani da presentare un « corpus » di nozioni e di osservazioni sistematiche tali da permettere di specificare i pa-

rametri fisici che possono servire di base alla determinazione di un dato « tipo » di voce.

Nei fascicoli citati W. T. Bartholomew si occupa della definizione di una « buona qualità di voce maschile ». Le caratteristiche della voce sono, com'è noto, il tono, l'intensità ed il timbro; in una buona voce queste tre quantità devono subire continue variazioni, circa sei o sette volte al secondo, intorno ad un valore medio: si deve notare soprattutto un continuo scambio di energia fra le formanti a frequenza bassa e quelle a frequenza elevata. Una buona voce deve essere emessa con notevole intensità, e nello stesso tempo avere ricche componenti a frequenza elevata.

J. Tiffin si occupa della registrazione del livello della voce, ricorrendo sia alla registrazione diretta attraverso un microfono, sia al tramite di una riproduzione grammofonica. Si comparano fra di loro le registrazioni di una stessa frase pronunciata da persone diverse, classificate in ordine di « bontà » secondo il giudizio soggettivo di ascoltatori; nello stesso tempo vengono registrate le componenti delle frequenze emesse. Si sono eseguite prove su 150 soggetti, e le voci, divise in voci maschili e femminili, sono state ancora suddivise in tre sottogruppi: voci povere, voci buone e voci esercitate (*trained*). Per questi gruppi si è rilevato che il campo delle frequenze emesse si sposta verso le alte frequenze con il migliorarsi della qualità della voce.

J. C. Steinberg registra con oscillografo i valori istantanei di pressione sonora, per una stessa frase pronunciata da diversi soggetti, e ne eseguisce l'analisi armonica. Si nota allora che la voce non è un fenomeno perfettamente periodico, ma che ogni periodo ha caratteristiche differenti da quelle del periodo precedente, onde ampiezza, frequenza e timbro cambiano continuamente. Non si può quindi a tutto rigore parlare di fenomeno periodico, di analisi armonica, e via dicendo; ma si deve piuttosto considerare ciascun periodo separatamente, ed analizzarlo come se fosse seguito da altri eguali. Posta in rilievo l'importanza di questi fenomeni nei riguardi dell'ascolto, se ne può ricercare una spiegazione nelle caratteristiche anatomiche della cavità boccale. *G. Sac.*

MISURE.

Riportate le definizioni delle grandezze relative all'isolamento acustico ed alla trasmissione dell'energia sonora, P. Chavasse descrive negli *Ann. P. T. T.* del gennaio 1934 tre serie di **misure d'isolamento acustico di cabine telefoniche**, intese sopra tutto a stabilire i criteri per la scelta delle cabine stesse.

a) *Misure di trasmissione acustica diretta.* — Sono misure fatte per valutare l'isolamento acustico della cabina. Si usano, a tale scopo, una sorgente di tensione alternata di frequenza acustica, due ricevitori (telefoni od altoparlanti) uguali ed una catena di attenuazione variabile, tarata in decibel, secondo la disposizione indicata in fig. 1. L'operatore varia l'attenuazione sino a sentire uguale intensità nei due ricevitori quando egli inserisca l'uno o l'altro di essi. L'operazione può essere fatta con operatore all'esterno della

cabina o all'interno; dalle misure effettuate nella prima condizione si ha un criterio per giudicare della difficoltà che dall'esterno della cabina si possa sentire una conversazione; da quelle eseguite nella seconda condizione si rileva di quanto l'utente possa essere disturbato dai rumori esterni. Questo sistema, rispetto a quello ideato da E. Meyer che usa un solo ricevitore e due microfoni uguali, è meno preciso, ma più pratico ed economico; del resto la precisione è dell'ordine di quella richiesta per stabilire norme che possano regolare l'impiego pratico delle cabine.

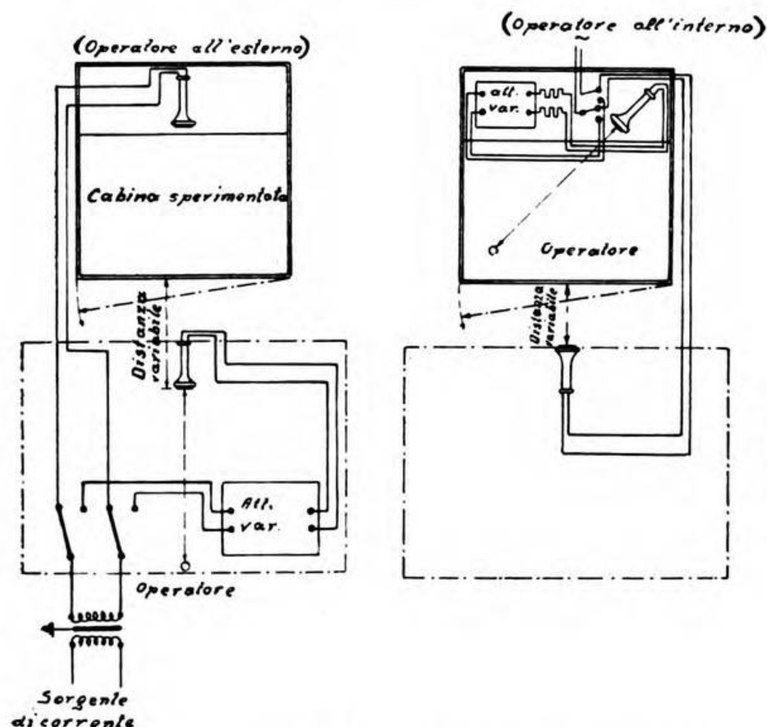


Fig. 1. — Dispositivo per la misura di trasmissione acustica diretta.

b) *Misure di trasmissione acustica attraverso il suolo.* — Un generatore di rumore all'esterno della cabina trasmette le vibrazioni al suolo (fig. 2); con due prese grammofoniche, rispettivamente una all'interno e l'altra all'esterno, si rilevano le ampiezze di vibrazione; con un commutatore, un amplificatore, un attenuatore variabile ed un ricevitore si possono eseguire misure, in modo analogo a quello descritto precedentemente, così da ricavare elementi di giudizio sull'efficacia di materiali isolanti interposti fra il fondo della cabina ed il pavimento del locale.

c) *Misure del segreto di comunicazione.* — Sono prove relative alla intelligibilità di una conversazione sorpresa per ascolto all'esterno di una cabina, quando un operatore parla all'interno, o viceversa; od anche tra una cabina di un gruppo e quella vicina.

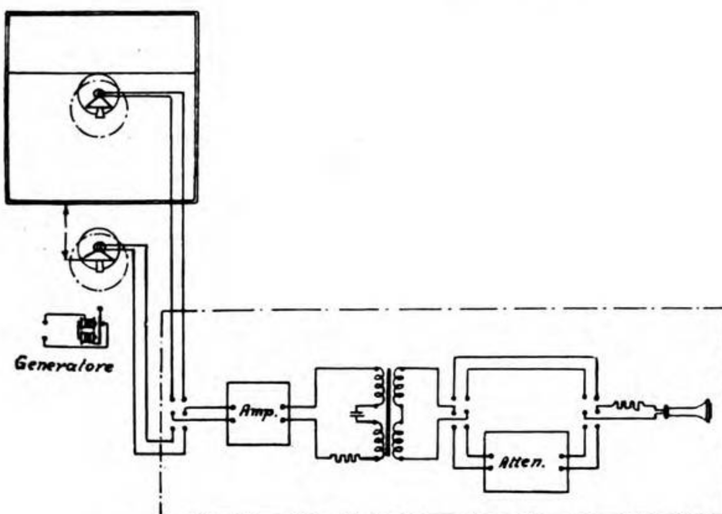


Fig. 2. — Dispositivo per la misura di trasmissione acustica attraverso il suolo.

Tali misure, fatte in condizioni diverse, permettono di ricavare le caratteristiche a cui deve soddisfare una cabina per riuscire accettabile, ed indicano la via da seguire quando si vogliano migliorare quelle di una cabina già esistente. *E. P.*

*

F. W. Winckel nel *Fernsehen u. Tonfilm* dell'aprile 1934 descrive un **oscillografo a doppio pennello di raggi catodici.** Come risulta dalla fig. 1, il tubo possiede un doppio sistema di elettrodi, in modo da rendere possibile di seguire contemporaneamente l'andamento di due fenomeni. La prima coppia di placche deviatrici (4) è in comune per i due sistemi, mentre nella direzione ortogonale lo spostamento dei due raggi è ottenuto da due coppie indipendenti di placche deviatrici (5).

Questa disposizione offre vari vantaggi, tanto per l'uso come oscillografo, quanto per l'applicazione alla televisione. Il nuovo tubo consente, ad esempio, di analizzare il comportamento di un apparecchio elettrico per confronto diretto, sullo schermo fluorescente, dell'andamento della tensione impressa all'entrata con l'an-

damento della tensione fornita all'uscita. Nell'impiego per la televisione, esso permette una semplice attuazione del metodo del doppio canale, che si basa sulla divisione in due parti dell'imma-

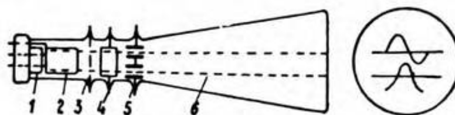


Fig. 1. — Tubo a doppio pennello di raggi catodici.
1 - catodo; 2 - sistema concentratore; 3 - anodo; 4, 5 - placche deviatrici; 6 - pennello elettronico.

gine da trasmettere, col risultato di rendere possibile una maggior finezza d'analisi senza aumentare troppo la frequenza di modulazione. *C. Bì.*

*

La *R. S. I.*, nel fascicolo del maggio 1934, pubblica un articolo di E. A. Johnson e C. Neitzert sulla **misura di piccole tensioni alternative a frequenza acustica.**

Dapprima si discutono le cause dei rumori di fondo negli amplificatori, e precisamente: 1) quelle dovute a difetti costruttivi; 2) quelle dovute all'agitazione termica di cariche elettriche nei conduttori dei circuiti; 3) quelle dovute a fluttuazioni delle correnti di placca dei tubi elettronici. Ognuna di esse è studiata particolarmente, ed è valutata nella sua entità.

Viene poi descritto un amplificatore adatto per amplificazione a bassa tensione, nel quale trova impiego il tubo elettronico tipo 38 a tensione inferiore a quella di ionizzazione del gas; esso ha un basso livello di rumori. L'apparecchio permette di misurare tensioni a frequenza acustica dell'ordine di 10^{-8} volt. *Sch.*

RICEVITORI.

Un nuovo tipo di **radioricevitore a ricerca rapida** è stato sviluppato nei « Radio Laboratories » del « Post Office » britannico per la ricezione delle trasmissioni radiotelegrafiche ad onda corta dalle navi. Queste trasmissioni si svolgono su parecchie bande di frequenza della larghezza di circa 0,25 MHz, comprese fra 8 e 18 MHz. I trasmettitori delle navi possono chiamare su una frequenza qualsiasi entro una determinata banda e possono cambiar frequenza, a richiesta, per evitare interferenze; essi presentano anche una notevole instabilità di frequenza; è quindi utile disporre di un ricevitore, che possa essere sintonizzato con il minimo sforzo e con la minima perdita di tempo da parte dell'operatore, per una frequenza qualsiasi entro una qualunque delle bande di frequenza su cui esso può essere in funzione in un dato momento. I ricevitori a demodulazione singola o a normale supereterodina non sono adatti per tale servizio.

Il nuovo ricevitore, descritto da A. H. Mumford e H. Stanesby nel *P.O.E.E.J.* del luglio 1934, applica il principio della supereterodina, ma utilizza un oscillatore a battimenti previsto per una frequenza (da 30 a 55 MHz) più alta della frequenza dei segnali da ricevere; poichè la massima frequenza di questi segnali è di 25 MHz, la frequenza intermedia, utilizzando il battimento differenza, può essere di 30 kHz. Ciò porta la distanza fra i segnali che si vogliono ricevere e l'interferenza del canale immagine a un valore così elevato (60 MHz), che con un solo circuito accordato si ottiene una sufficiente discriminazione.

Per ovviare agli inconvenienti di scarsa selettività (senza ricorrere a complicazioni, come filtri a cristallo e simili) e di scarsa am-

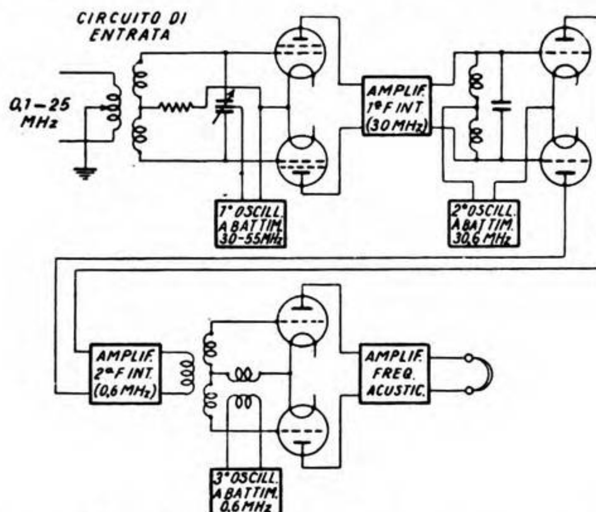


Fig. 1. — Schema del radioricevitore per onde corte a ricerca rapida.

missibile amplificazione, il ricevitore è fornito di un secondo cambiamento di frequenza seguito dall'amplificatore della 2ª frequenza intermedia, che è molto più bassa (0,6 MHz) e scelta inoltre in modo che il canale immagine ad essa corrispondente sia sufficientemente eliminato dalla selettività dell'amplificatore della 1ª frequenza intermedia.

Lo schema dell'apparecchio è rappresentato in fig. 1. È da notare che tanto i demodulatori quanto gli oscillatori e gli amplificatori sono del tipo bilanciato e che il 1° oscillatore è collegato al circuito in modo diverso dal solito.

Poichè normalmente è usata ricezione a eterodina, l'apparecchio possiede un terzo oscillatore a battimenti. Nel caso però che si tratti di ricevere segnali emessi da un trasmettitore soggetto a notevoli variazioni di frequenza, si adotta un altro sistema di ricezione: il 2° oscillatore a battimenti è modulato a una frequenza acustica, cosic-

chè i segnali diventano udibili all'uscita del 3° demodulatore senza bisogno del 3° oscillatore, e la nota risulta indipendente dalla frequenza della stazione trasmittente. *F. Ma.*

TUBI ELETTRONICI.

In un articolo su un **diodo per oscillazioni ad alta frequenza**, pubblicato in *W. E. a. E. W.* del marzo 1934, J. S. Mc Petrie ha mostrato come sia possibile ottenere oscillazioni elettroniche con un diodo (senza l'ausilio di campi magnetici esterni, come si ha invece nel caso dei magnetron) foggiando il catodo in forma di un cilindro, sul cui asse è disposto un filo che costituisce l'anodo. Si può pensare che, con questa disposizione, il gradiente del potenziale sia molto più elevato nelle vicinanze dell'anodo, che in quelle del catodo (il contrario accade nei diodi ordinari), sicchè l'effetto delle velocità iniziali di emissione degli elettroni diventi apprezzabile. In conseguenza può accadere che alcuni elettroni vengano espulsi dal catodo in direzione diversa da quella del raggio del cilindro, e, nonostante l'attrazione cui sono sottoposti da parte dell'anodo, girino attorno ad esso, a guisa di cometa, per tornare verso il catodo. A tale movimento elettronico può attribuirsi la possibilità di ottenere onde elettromagnetiche ultracorte, come quelle che sono state effettivamente ottenute, di lunghezza $\lambda = 94$, 102, 106, 118 cm, con adeguati valori delle tensioni applicate. *N. C.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. G. Caccia. — *Televisione.* — Sonzogno, Milano, 1934. — Un volume di 351 pagine, con 304 figure. — Prezzo L. 10.

In questo volume si danno le nozioni fondamentali della televisione, intesa come trasmissione a distanza di immagini mobili.

Vi si passa in rivista una gran mole di materia; se, specie nell'esposizione dei fondamenti, la si fosse un po' più limitata, ritenendola nota a lettori che si presuppongono edotti di tutti i principi di elettrotecnica e di radiotecnica di carattere generale, si sarebbe potuto evitare l'inconveniente delle inesattezze che qua e là si presentano nelle trattazioni di tipo teorico. Lo sveltimento di questa parte del libro avrebbe anche reso più apprezzabili i pregi del carattere pratico dell'opera, la quale offre una guida efficace al costruttore dilettante, con esposizioni chiare e facilmente accessibili.

Il libro può altresì riuscire di utile lettura come introduzione a testi più profondi e rigorosi, essendo in esso toccati tutti gli argomenti riguardanti i vari sistemi di televisione, da quelli ormai sorpassati a quelli moderni: dei modernissimi, quale « l'occhio elettrico » di Zworykin, si danno cenni.

Buona, pur nel carattere popolare dell'edizione, la veste tipografica. *P. P.*

*

B. Kwal. — *Les bases physiques de la télévision.* — E. Chiron, Paris, 1934. — Un volume di VI-169 pagine, con 124 figure. — Prezzo Fr. 12.

Il libro offre, in una parte generale, introduttiva, una esposizione sintetica dei fondamenti della fisica moderna; pur senza entrare in particolari, lo sviluppo dato a questa trattazione è notevole, poichè si ritiene che l'avvenire della televisione sia da prevedersi nell'approfondimento e nel perfezionamento delle conoscenze fisiche, o nella scoperta di nuovi fenomeni, piuttosto che nella ricerca di espedienti tecnici. La lettura dei primi capitoli può così risultare interessante anche per chi, senza occuparsi particolarmente di televisione, desideri acquistare qualche nozione sullo stato attuale della fisica. Questi capitoli sono dedicati alla struttura della materia, della elettricità, della luce, e fanno cenno delle più recenti ipotesi su argomenti tuttora in via di sviluppo.

Nella seconda parte del libro vengono esposti, in forma assai più particolareggiata, quei fenomeni fisici che trovano applica-

zione specifica nella televisione. Si riprende lo studio della luce, della sua polarizzazione e del fenomeno di Kerr, e si descrive la scarica in gas rarefatti nei suoi vari aspetti (con o senza cariche spaziali), accennando altresì a qualche tentativo di interpretazione del fenomeno. È esaminata la fotoelettricità, di cui si considerano il fenomeno fotoemittente (emissione di elettroni da parte di corpi colpiti dalla luce), il fenomeno fotoconduttore (variazione di resistenza elettrica di certi corpi per effetto della luce), il fenomeno fotovoltaico (variazione della forza elettromotrice di una pila sotto l'azione della luce).

La terza parte del volume si occupa, molto brevemente, delle applicazioni. L'esposizione dei concetti informativi dei vari procedimenti di trasmissione delle immagini e di televisione è fatta con un rigore conforme allo spirito scientifico dell'opera. Trattando della televisione, dopo l'esame dei fondamenti fisiologici e psicologici, si studia un sistema completo di scomposizione e riproduzione (analisi e sintesi) dell'immagine. Viene trattata la sincronizzazione, ed in ultimo l'applicazione alla televisione del tubo catodico, dal quale si hanno le migliori promesse per l'avvenire.

Al termine di ogni capitolo si trova una ricca bibliografia.

L. Sp.

*

A. L. Albert. — *Electrical Communication.* — J. Wiley a. Sons, New York; Chapman a. Hall, London, 1934. — Un volume di X-448 pagine, con 367 figure, legato. — Prezzo 5 dollari o 31 scellini.

Gli aspetti della tecnica delle comunicazioni elettriche sono ormai tanto vari e molteplici, che sembra difficile impresa quella, cui ha voluto accingersi l'A, di inquadrarne tutto l'intero contenuto in un solo volume di mole relativamente moderata e perfettamente maneggevole. Il libro, di carattere didattico e scolastico, ci sembra abbia raggiunto assai bene lo scopo.

Esso è diviso in quindici capitoli, di cui giova scorrere per sommi capi il contenuto. Si comincia con un esposto storico riassuntivo (I) delle comunicazioni elettriche, a partire dai primi tentativi e fino ai moderni sviluppi sia della telegrafia e della telefonia per cavo, sia delle radiocomunicazioni. Poi si richiamano (II) i concetti più essenziali relativi al suono, alla sua propagazione, agli echi, alle proprietà degli ambienti chiusi; e quelli (III) riguardanti la voce e l'udito, i suoni e i rumori, i limiti di udibilità e le prove di articolazione e di intelligibilità.

Si passa poi (IV) ai principi elettrici delle comunicazioni, alle proprietà dei circuiti e dei loro elementi costitutivi, alle misure di potenza e al concetto di livello di trasmissione. Un altro capitolo (V) è dedicato ai trasmettitori telefonici o microfoni, di cui sono ricordati e illustrati tutti i tipi, compresi i più moderni. Un altro ancora (VI) tratta dei ricevitori e degli altoparlanti, delle loro caratteristiche, del loro rendimento.

Il capitolo VII è riservato ai sistemi e agli impianti telefonici,

a cominciare dai più semplici e fino ai moderni sistemi automatici centralizzati, ai servizi a grande distanza ed alle relative linee. Il capitolo VIII riguarda i sistemi telegrafici, i relè, i ripetitori, i metodi in duplex, le macchine telescriventi, i sistemi multipli, la cablografia.

Segue un riassunto (IX) di teoria della trasmissione telefonica con lo studio della propagazione, della distorsione e della riflessione nelle lunghe linee e con un cenno dei calcoli di trasmissione. Si tratta poi (X) delle linee elettriche equivalenti e dei filtri elettrici, del modo di regolarli e di calcolarli; più innanzi (XI) dei circuiti induttivamente caricati, del modo di costituirli e delle loro caratteristiche; e infine (XII) dei disturbi induttivi nelle linee, dei rumori parassiti e delle protezioni.

Gli ultimi capitoli sono destinati: alla teoria dei tubi elettronici (XIII) con la descrizione dei tipi più recenti, delle loro proprietà, dei sistemi di modulazione e di demodulazione, del funzionamento come rivelatori, amplificatori, oscillatori e dei tubi fotoelettrici; alle applicazioni dei tubi elettronici (XIV) nelle comunicazioni, compresa la televisione; e da ultimo (XV) alle radiocomunicazioni con rapidi cenni sulle onde elettromagnetiche, sulle antenne, sui sistemi a onde lunghe e su quelli a onde corte e sui vari tipi di radiocollegamenti.

Se talune parti, specie le ultime, possono apparire al lettore, ed in particolare al lettore che per avventura prediliga proprio quelle parti, troppo stringate, sommarie ed appena indicative, si deve pur riconoscere che l'A ha saputo compiere quasi sempre con reale successo lo sforzo di dire « multa in parvo » senza discapito della chiarezza ed ha offerto il massimo possibile di informazione (descrizione dei fenomeni fisici, definizioni, dati, elementi costruttivi, indicazioni bibliografiche e via dicendo) che era compatibile con la mole del libro.

Edizione accuratissima, figure nitide ed efficaci, buon indice alfabetico delle materie. *Di.*

*

H. F. Olson a. F. Massa. — *Applied Acoustics.* — P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934. — Un volume di XIV-430 pagine, con 228 figure. — Prezzo 4,5 dollari.

Nel volume vengono trattate in modo completo ed esauriente le principali questioni di acustica applicata, raccogliendo i frutti dell'esperienza, particolarmente americana, in questo campo della fisica.

Caratteristica peculiare della trattazione è l'uso continuo del concetto di impedenza acustica per lo studio dei vari sistemi elettroacustici; ne deriva una trattazione omogenea e sintetica di svariate questioni, che mette in vista il pregio di adottare per l'acustica i metodi di calcolo seguiti in elettrotecnica.

Scorrendo il volume si rilevano come particolarmente interessanti i capitoli relativi agli altoparlanti; ove s'incontrano la descrizione dei nuovi tipi che permettono una fedele riproduzione fino a 10.000 Hz, il calcolo della correzione per gli effetti acustici della

cassetta di supporto, lo studio dei circuiti magnetici dei dinamici, lo schema equivalente di una membrana conica, e altre questioni di attualità.

Nel campo delle misure sono riportati soltanto i metodi moderni ed effettivamente applicati per le varie prove: particolarmente interessanti i paragrafi che si occupano della determinazione di impedenze meccaniche ed acustiche.

I primi capitoli dedicati all'acustica generale, e gli ultimi che trattano dell'acustica architettonica e fisiologica, completano lo svolgimento dei più interessanti argomenti dell'acustica moderna, fornendo un'esposizione sintetica ed esauriente al tempo stesso, illustrata da nitide fotografie e numerosi diagrammi. *G. Sac.*

*

H. Barkhausen. — *Elektronen - Röhren.* II Band: *Verstärker* - Vierte Auflage. — S. Hirzel, Leipzig, 1933. — Un volume di XVI-289 pagine, con 127 figure. — Prezzo R. M. 7,50.

La nuova edizione dell'opera del Barkhausen non è una semplice ristampa, arricchita ed aggiornata, della precedente, ma ha subìto una notevole rielaborazione nel metodo e nella distribuzione della materia trattata.

Di questo volume, dedicato agli amplificatori, la prima parte svolge la teoria dei tubi elettronici, suddivisi in tre categorie: 1) tubi amplificatori di tensioni che interessano brevi tratti delle caratteristiche mutue ed ai quali si richiede una forte amplificazione di tensione senza particolare considerazione del rendimento e della potenza resa; 2) tubi in cui la tensione di controllo interessa tratti considerevoli delle caratteristiche mutue e dai quali si vuol trarre la massima potenza compatibile con un limite prestabilito del fattore di distorsione; 3) tubi per amplificazione di correnti ad alta frequenza, funzionanti anche con correnti di griglia, nei quali si prescinde dalla relazione lineare tra tensione di controllo e corrente anodica, mentre assume fondamentale importanza il rendimento di conversione.

La seconda parte del volume è dedicata alla teoria dei circuiti, che in questa edizione viene sviluppata in forma organica ed elegante, sulla base di alcuni principi generali già richiamati nel primo volume e con frequenti ricorsi ad esempi numerici ed alla considerazione di circuiti equivalenti. Oltre una parte generale, uno speciale paragrafo è dedicato allo studio degli accoppiamenti reattivi di varia specie ed al modo di combatterli, un altro alle perturbazioni che si riscontrano nel funzionamento degli amplificatori, ed un terzo al calcolo degli alimentatori destinati al raddrizzamento della corrente alternata. A guisa di conclusione vengono illustrati tre esempi tipici di amplificatori: uno per telefonia, uno per corrente continua ed uno per correnti ad alta frequenza modulate.

L'ultima parte del libro tratta delle correnti di griglia di varia natura (elettronica, ionica, di dispersione) e ne illustra l'origine e le leggi, deducendo le limitazioni che da tali correnti derivano al funzionamento degli amplificatori termoionici. *E. Cr.*

BREVETTI

Sistema di trasmissione telefonica a due bande di frequenza su cavi sottomarini a forte attenuazione.

Brevetto italiano n. 314364 (Siemens & Halske, Berlino). - Patente dal 28-4-1933. - Pubblicato il 24-1-1934. - Diritto di priorità dal 30-4-1932 (Germania).

I cavi sottomarini a forte attenuazione si prestano a comunicazioni telefoniche eseguite su due bande di frequenza: la normale adoperata per la trasmissione in un verso, e la banda trasposta verso frequenze superiori per la trasmissione nel verso contrario. Si osserva però che le normali apparecchiature terminali hanno un funzionamento stabile soltanto se le correnti di trasmissione non superano un determinato livello, funzione della frequenza.

Nella fig. 1 sono rappresentate le apparecchiature telefoniche terminali normali di un siffatto collegamento telefonico. A_1 ed A_2 sono

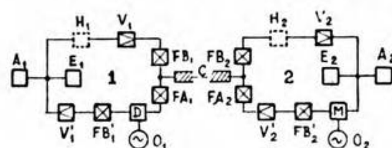


Fig. 1.

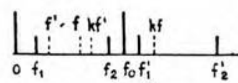


Fig. 2.

le linee e gli apparecchi degli abbonati, C il cavo, E_1 ed E_2 gli equilibratori, V_1, V_2, V_1', V_2' gli amplificatori, M e D gli stadi modulatore e demodulatore per la trasposizione di banda, FB_1, FB_2, FB_1', FB_2' i filtri passa-banda della gamma di bassa frequenza, estesa fra le frequenze f_1 ed f_2 (fig. 2), FA_1, FA_2 i filtri passa-banda per la gamma di alta frequenza $f_1' \div f_2'$ ed infine O_1, O_2 gli oscillatori accordati sulla frequenza f_0.

Si consideri ora un'oscillazione di frequenza f, compresa nella zona delle basse frequenze, e generata in A_1. Qualora nel cavo la intensità di questa oscillazione superi quel livello critico, oltre il quale la propagazione nel cavo stesso non è più lineare, si susciterà nel cavo la frequenza kf, la quale, se ricade nella gamma delle frequenze alte, può venir ricevuta nuovamente nella stessa apparecchiatura A_1, con la frequenza $kf - f_0$. In particolare poi, se $kf - f_0 = f$, e cioè per le frequenze:

$$f = f_0/(k-1) \quad , \quad k = 2, 3, \ldots,$$

è evidente che l'apparecchiatura terminale 1 può autoinnescarsi permanentemente.

Inoltre la frequenza armonica kf', prodotta nel cavo dall'oscillazione di frequenza f', può, per effetto di modulazione, produrre una frequenza $f_0 - kf'$ uguale alla frequenza originaria f': si possono cioè verificare autoinnescamenti anche per le frequenze critiche:

$$f' = f_0/(k+1) \quad , \quad k = 2, 3, \ldots$$

Secondo il ritrovato, si può eliminare tale inconveniente inserendo nell'apparecchiatura telefonica terminale 1 un attenuatore H_1 delle particolari frequenze critiche, aggiungendo nell'apparec-

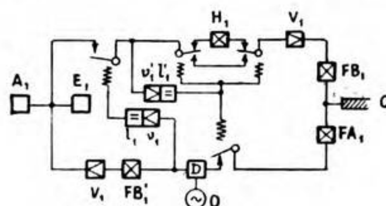


Fig. 3.

chiatura 2 un quadripolo speciale H_2, regolato così che l'attenuazione totale di H_1 e di H_2 sia costante, indipendente dalla frequenza.

Non è però conveniente mantenere in funzione permanentemente H_1 ed H_2: questi dispositivi divengono necessari soltanto quando i livelli delle oscillazioni a frequenze critiche superino il valore critico oltre il quale si producono le armoniche.

Allo scopo servono i circuiti rappresentati nelle fig. 3 e 4. Riferendoci al caso della fig. 3, il soppressore di eco, composto dell'amplificatore v_1 e del rettificatore-limitatore l_1, impedisce la tra-

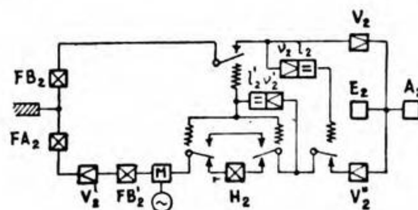


Fig. 4.

smissione nel verso $A_1 - A_2$, mentre si effettua la trasmissione nel verso contrario. Il soppressore di reazione, composto dell'amplificatore v_1' e del rettificatore-limitatore l_1' esclude dal funzionamento l'attenuatore H_1 ed impedisce la trasmissione nel verso $A_2 - A_1$, mentre parla l'abbonato A_1. Analogo dispositivo si intende applicato all'altra apparecchiatura terminale.

Nel caso della fig. 4, con disposizione perfettamente analoga, il soppressore di eco v_2, l_2, azionato dalle frequenze trasmesse nel verso $A_1 - A_2$, impedisce la trasmissione nel verso opposto, mentre il soppressore di reazione v_2', l_2' impedisce il ritorno delle basse frequenze, escludendo nel contempo dal funzionamento l'attenuatore H_2.

M. S.

Oscillatore a cristallo piezoelettrico.

Brevetto italiano n. 316562 (E. Gnesutta, Milano). - Patente dal 18-9-1933. - Pubblicato il 10-4-1934.

Il ritrovato ha per oggetto l'attuazione di un generatore di oscillazioni elettriche, a frequenza controllata da un cristallo piezoelettrico, e privo di circuiti accordati.

Il cristallo piezoelettrico K (fig. 1) è interposto fra la griglia e l'anodo di un tubo elettronico. Il carico anodico è costituito da una resistenza R in parallelo con un condensatore C. La resistenza R_1 stabilisce la polarizzazione della griglia, mentre il condensatore C_1 permette il passaggio delle oscillazioni di alta frequenza verso il catodo.

Al tubo a tre elettrodi si può sostituire efficacemente un tubo a due griglie (fig. 2) fra le quali si inserisce il cristallo K. Il carico anodico è in tal caso costituito dalla resistenza R_2.

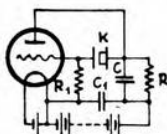


Fig. 1.

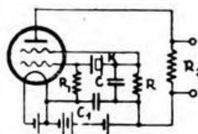


Fig. 2.

Si ottengono così circuiti di estrema semplicità, i quali, a differenza di quelli finora noti, non richiedono alcuna regolazione per l'innesco delle oscillazioni. Inoltre lo stesso circuito è in grado di funzionare anche con cristalli di frequenza propria diversa, compresa in un largo intervallo, funzione dei valori di R e di C: per il funzionamento del circuito occorre che la costante di tempo del circuito stesso esterno al cristallo, funzione di R, di C e delle costanti interelettrodiche del tubo elettronico, abbia lo stesso ordine di grandezza della costante di tempo del cristallo. *M. S.*

Perfezionamento ai sistemi irradianti.

Brevetto italiano n. 318004 (Compagnie Générale de T. s. F., Parigi). - Patente dal 10-1-1934. - Pubblicato il 30-5-1934. - Diritto di priorità dall'11-1-1933 (Francia).

Negli impianti di radiotrasmissione, specialmente se ad onda cortissima, si richiede spesso di distanziare notevolmente, soprattutto nel senso verticale, l'antenna dal generatore. È noto infatti

come l'antenna debba essere libera nello spazio e posta ad una notevole altezza da terra, per aumentare la distanza efficace del radiocollegamento; per contro il trasmettitore deve essere chiuso in uno spazio schermato accuratamente e situato, per ovvie ragioni pratiche, in prossimità del terreno. Le stesse necessità si presentano del resto anche per l'impianto di ricezione.

Si suole allora impiegare una linea di alimentazione (*feeder*) F (fig. 1), a conduttori concentrici L_1, L_2, per il trasporto dell'energia dal trasmettitore E all'antenna A. Nel caso delle onde cortissime, quest'ultima è semplicemente costituita da un'asta, direttamente connessa al conduttore interno L_1 della linea ed avente dimensioni tali che la sua resistenza di irradiamento equivalga all'impedenza caratteristica della linea stessa. Si osserva però che la presenza del conduttore esterno L_2, nella sua parte terminale più alta e vicina

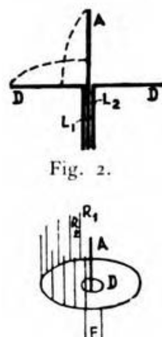


Fig. 2.



Fig. 1.

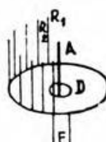


Fig. 3.

all'antenna, introduce inevitabilmente un'asimmetria nel campo elettromagnetico generato da questa, e tale asimmetria ha per conseguenza la formazione di onde stazionarie lungo la linea. In siffatte condizioni il rendimento del trasporto dell'energia lungo i conduttori si abbassa rapidamente con l'aumentare della loro lunghezza, la quale in pratica non può perciò superare il valore di circa 5 λ.

Per eliminare tale inconveniente, l'invenzione in esame (secondo il sistema M. Ponte) prevede di applicare al termine della linea un disco D (fig. 2) piano, perpendicolare all'antenna A, connesso al conduttore tubolare esterno L_2. Il diametro d più efficace del disco è evidentemente una funzione della lunghezza h dell'antenna: in pratica si riscontrano buoni i valori $d = \lambda/2$ se $h = \lambda/4$. Il disco può anche essere sostituito da tante aste, lunghe $\lambda/4$, disposte a raggiera nel piano perpendicolare all'antenna lunga $\lambda/4$.

Il disco, o la raggiera, sono atti inoltre a sostenere gli elementi R_1, R_2,... (fig. 3), paralleli all'antenna A, i quali servono da elementi riflettenti. *M. S.*

Sistema radiotrasmettente e radioricevente a modulazione di frequenza.

Brevetto italiano n. 318163 (E. H. Armstrong, New York). - Patente dal 23-1-1934. - Pubblicato il 5-6-1934. - Diritto di priorità dal 24-1-1933 (S.U.A.).

Il ritrovato concerne un sistema radiotrasmettente e radioricevente per effettuare trasmissioni modulate in frequenza, nel quale, a differenza dei sistemi finora noti, la modulazione e la demodulazione hanno luogo con mezzi esclusivamente aperiodici, e pertanto suscettibili di essere applicati con particolare vantaggio al caso delle modulazioni a banda molto larga. Inoltre, secondo il ritrovato, il trasmettitore è pilotato da un oscillatore di frequenza rigorosamente costante, e la modulazione è affidata ad un dispositivo tendente a

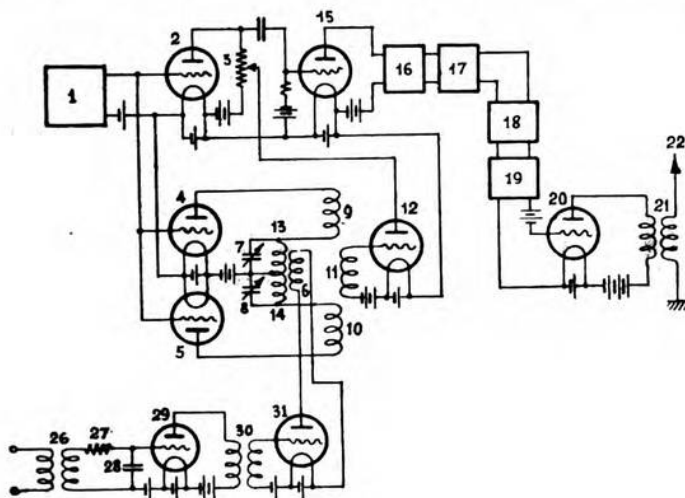


Fig. 1.

variare la fase dell'oscillazione ottenuta, di un angolo direttamente proporzionale all'ampiezza ed inversamente proporzionale alla frequenza del segnale di bassa frequenza. La frequenza base di un siffatto trasmettitore risulta pertanto molto più stabile che non quella dei trasmettitori finora noti: ciò si risolve in un accorciamento della larghezza totale del canale di comunicazione.

L'oscillatore pilota 1 (fig. 1) genera un'oscillazione di ampiezza e frequenza costante f_0, fornendo in parallelo la stessa tensione V a tre distinti amplificatori 2, 4 e 5. Il circuito anodico dell'amplificatore 2 contiene una pura resistenza ohmica, di valore molto inferiore all'impedenza interna del tubo elettronico; la corrente oscillante anodica risulta pertanto in fase, e la tensione oscillante V_1 ai terminali della resistenza 3 in opposizione di fase, rispetto alla tensione di eccitazione V. I circuiti anodici degli amplificatori 4 e 5

contengono gli avvolgimenti 9 e 10 primari, accoppiati differenzialmente all'avvolgimento secondario 11, i condensatori 7 ed 8 — i quali compensano le reattanze, del resto piccole, delle bobine 8 e 9 — ed infine gli avvolgimenti 13 e 14 di bassa frequenza, accoppiati differenzialmente con l'avvolgimento 6, sede delle correnti modulanti di bassa frequenza. Gli avvolgimenti 13 e 14 introducono perciò nei circuiti anodici degli amplificatori 4 e 5 le tensioni oscillanti supplementari di bassa frequenza, reciprocamente opposte di fase.

Le correnti oscillanti anodiche, a frequenza f_0, degli amplificatori 4 e 5 sono ancora in fase con la tensione di eccitazione V e generano tensioni in quadratura, l'una in anticipo, l'altra in ritardo, nell'avvolgimento 11. Poichè gli amplificatori 4 e 5 sono elettricamente uguali e simmetrici, finchè vi è assenza di modulazione, la tensione globale indotta nell'avvolgimento 11 è nulla. Al comparire della modulazione, la tensione anodica di uno dei due amplificatori 4 e 5 aumenta, mentre quella dell'altro diminuisce: l'avvolgimento 11 è allora sede di f.e.m. oscillante, sempre di frequenza f_0, in anticipo di fase di 90° durante mezzo periodo della corrente modulante, ed in ritardo di fase durante l'altro mezzo periodo. Tale tensione, amplificata nell'amplificatore 12, dà luogo ad una tensione V_2 opposta di fase ad essa, ai capi di una parte della stessa resistenza 3, inserita contemporaneamente nel circuito anodico dell'amplificatore 2.

Sulla griglia dell'amplificatore 15 agisce in definitiva una tensione V_3, somma vettoriale di due tensioni oscillanti di frequenza f_0: la tensione *costante* in ampiezza V_1, opposta di fase alla tensione di eccitazione V, e la tensione *variabile* in ampiezza col ritmo della modulazione, V_2, in quadratura con la precedente V, ora in anticipo ed ora in ritardo di fase, col medesimo ritmo della modulazione. La tensione V_2 provoca dunque un ritardo ed un acceleramento della fase della tensione globale V_3, col ritmo della modulazione. Sia α il massimo spostamento di fase durante un periodo della modulazione.

Il procedimento ora spiegato è equivalente ad una modulazione in frequenza, purchè vengano rispettate certe condizioni. Anzitutto occorre che l'angolo α sia piccolo (in pratica non superiore a 30°) affinchè esso risulti proporzionale alla tensione V_2; si dovrà pertanto regolare il circuito in modo che V_2 sia sufficientemente più piccolo di V_1. In secondo luogo α, e perciò V_2, deve essere direttamente proporzionale all'ampiezza ed inversamente proporzionale alla frequenza del segnale modulante.

Ciò si ottiene in pratica modificando preventivamente le oscillazioni di bassa frequenza, in modo che le ampiezze delle oscillazioni modificate acquistino un valore direttamente proporzionale all'ampiezza ed inversamente proporzionale alla frequenza delle oscillazioni originarie, per mezzo di un circuito correttore. Allo scopo, le correnti di bassa frequenza sono introdotte, per mezzo di un trasformatore 26, in un circuito comprendente una resistenza 27 ed un condensatore 28. Se la resistenza ha un valore molto superiore

alla reattanza capacitiva del condensatore, alle armature del medesimo si rende disponibile una tensione corretta nel senso ora accennato: tale tensione, amplificata nell'amplificatore 31, è atta ad introdurre l'azione modulante nel sistema già illustrato, per mezzo degli accoppiamenti 6 - 13 - 14.

Gli spostamenti di fase α, e le conseguenti variazioni della frequenza f_0, non sono però sufficienti per un radiocollegamento: siccome α ha, come si è visto, un valore limitato, il grado di modulazione risulterebbe troppo basso. Per una trasmissione buona è infatti necessario che il minimo spostamento di fase, per la frequenza di modulazione più alta, non sia inferiore a 45°, mentre tale valore si eleva in proporzione diretta per le frequenze di modulazione più basse, fino a comprendere parecchi giri interi.

Si risolve tale difficoltà scegliendo come frequenza f_0 dell'oscillatore pilota un valore relativamente basso, e moltiplicando poi successivamente la frequenza di già modulata, e con essa le variazioni di frequenza dovute alla modulazione, fino al valore opportuno per un efficace radiocollegamento.

L'oscillazione modulata in frequenza, ottenuta all'uscita dello stadio 15, viene successivamente amplificata nell'amplificatore 16, resa poi costante in ampiezza per mezzo del limitatore 17, purificata dalle armoniche, suscitate nello stesso stadio di limitazione 17, per mezzo del filtro 18, e finalmente moltiplicata in frequenza nel moltiplicatore 19. All'uscita di quest'ultimo stadio, l'oscillazione eccita l'amplificatore di potenza 20, il quale, per il tramite dell'accoppiamento 21, fornisce l'energia al sistema irradiante 22.

Così come, all'emissione, la modulazione in frequenza secondo il procedimento esaminato è fatta con mezzi puramente aperiodici — ciò che costituisce uno dei principali pregi del ritrovato — anche alla ricezione è possibile eseguire, con mezzi puramente aperiodici, la « demodulazione in frequenza », e cioè la trasformazione delle correnti modulate in frequenza in correnti modulate in ampiezza e rettificate.

Le oscillazioni di alta frequenza modulate in frequenza, captate dall'antenna 1 (fig. 2), sono amplificate in 2 e rettificate in 3, dopo aver subito l'interferenza con l'oscillazione di alta frequenza generata localmente in 4. Le correnti a media frequenza modulate ancora in frequenza, così ottenute, sono amplificate in 5, limitate in 6 per conferire loro un'ampiezza costante, purificate nel filtro 7 dalle armoniche introdotte nello stadio limitatore 6, e finalmente amplificate ancora in 8 fino ad ottenere il livello necessario per il funzionamento del demodulatore.

Le oscillazioni di media frequenza agiscono allora su un circuito comprendente due rami in parallelo 9 - 11 - 13 e 10 - 12 - 14, ciascuno dotato di una resistenza, una capacità ed una induttanza. Le resistenze 9 e 10 sono sufficientemente grandi in paragone delle reattanze complessive degli elementi 11 - 13 e 12 - 14, per modo che le ampiezze delle correnti fluenti nei due rami rimangono pressochè costanti per tutta la gamma delle medie frequenze in gioco.

Il condensatore 11 è regolato in modo che la reattanza comples-

siva X_1 (fig. 3) del complesso, formato dal condensatore 11 e dalla bobina 13, sia nulla per una frequenza f_1 leggermente inferiore alla minima frequenza dello spettro delle medie frequenze che si pre-

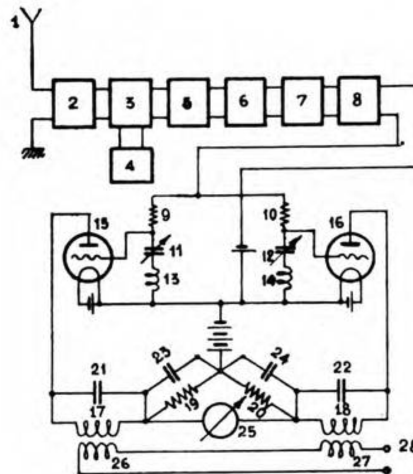


Fig. 2.

sentano. Per contro il condensatore 12 è regolato in modo che la reattanza complessiva X_2 del complesso, formato dal condensatore 12 e dalla bobina 14, sia nulla per una frequenza f_2 leggermente

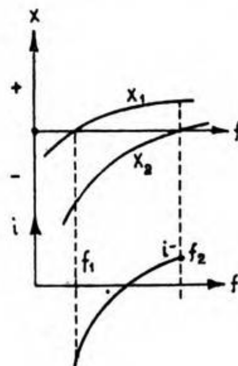


Fig. 3.

superiore alla massima frequenza del medesimo spettro. Le tensioni ricavate ai terminali delle reattanze complessive X_1 e X_2 vengono rettificate negli stadi 15 e 16, polarizzati in modo che la rettificazione avvenga con legge pressochè lineare.

I circuiti anodici di questi rettificatori comprendono due resi-

stenze uguali di carico 19 e 20, e gli avvolgimenti primari 17 e 18 di due trasformatori, i cui secondari 26 e 27 disposti in serie forniscono, all'uscita 28, i normali segnali di bassa frequenza. Per il passaggio delle correnti di media frequenza, gli elementi 17, 18, 19, 20 hanno in parallelo i condensatori di fuga 21, 22, 23, 24. Finalmente, a guisa di ponte, fra i terminali verso gli anodi delle resistenze 19 e 20, si inserisce un apparecchio indicatore 25, indispensabile per la regolazione dell'equilibrio di tutto il sistema ora illustrato. Ove si rifletta che le tensioni di eccitazione dei rettificatori 15 e 16 sono semplicemente proporzionali alle reattanze complessive X_1 e X_2 (fig. 3), si riconosce che, in funzione della media frequenza agente sul sistema, l'indicatore 25 viene percorso da una corrente i proporzionale alla differenza delle reattanze, come risulta dal diagramma inferiore.

Le connessioni ed i sensi degli avvolgimenti dei trasformatori 17 - 26 e 18 - 27 sono tali che, mentre le eventuali differenze di ampiezza delle frequenze intermedie danno luogo nei secondari 26 e 27 a f.e.m. opposte di fase, e che quindi si eliminano reciprocamente nel circuito di uscita, viceversa le differenze di frequenza, rispetto alla frequenza fondamentale media dello spettro delle medie frequenze, generano negli stessi secondari f.e.m. di fase uguale, e pertanto all'uscita 28 si rendono disponibili le oscillazioni che determinano i segnali originari. *M. S.*

Perfezionamento ai trasmettitori radiotelefonici.

Brevetto italiano n. 319096 (A. Banfi, Torino). - Patente dal 26-8-1932. - Pubblicato il 30-6-1934.

Nei trasmettitori radiotelefonici normali è spesso impiegato il sistema consistente nel modulare a bassa potenza uno stadio intermedio di amplificazione delle oscillazioni ad alta frequenza prodotte da un oscillatore pilota; allo stadio modulato segue una serie di amplificatori delle oscillazioni ad alta frequenza modulate, i quali elevano la potenza fino al valore necessario all'eccitazione del sistema irradiante. Si presenta però un grave inconveniente: il rendimento di uno stadio amplificatore di oscillazioni è in media molto basso, e varia fra i valori teorici di 0,39 e 0,78 mentre la profondità di modulazione varia dallo zero al 100 %.

Secondo il ritrovato, si propone di variare, a monte dello stadio modulato, l'ampiezza dell'oscillazione portante di alta frequenza, in funzione del livello delle correnti acustiche di modulazione, così che, a valle dello stadio modulato, la profondità relativa di modulazione risulti permanentemente prossima al valor massimo (100 %). Le variazioni di ampiezza dell'onda portante, introdotte a monte dello stadio modulato, non devono però avere il carattere di una modulazione secondaria rientrante nello spettro delle frequenze acustiche, e perciò, secondo il ritrovato, si assume come elemento di controllo il valor medio del livello globale delle correnti acustiche in un intervallo di tempo prossimo ad un decimo di secondo; le variazioni dell'ampiezza dell'onda portante acquistano pertanto una

frequenza prossima a 10 Hz, frequenza questa che non arreca nessun disturbo udibile.

Il trasmettitore è composto di un oscillatore pilota *O* (fig. 1), preferibilmente a frequenza stabilizzata, di uno stadio di controllo V_1, in cui l'ampiezza delle oscillazioni è amplificata variabilmente in funzione del livello ora menzionato, di uno stadio V_2 di separazione, dello stadio V_5 sottoposto all'azione del modulatore *M* e finalmente dell'amplificatore finale di potenza V_6 (o gruppo di amplificatori in cascata) delle oscillazioni modulate.

Una parte delle correnti di modulazione di bassa frequenza viene derivata, regolata, amplificata nello stadio V_4 e rettificata nello sta-

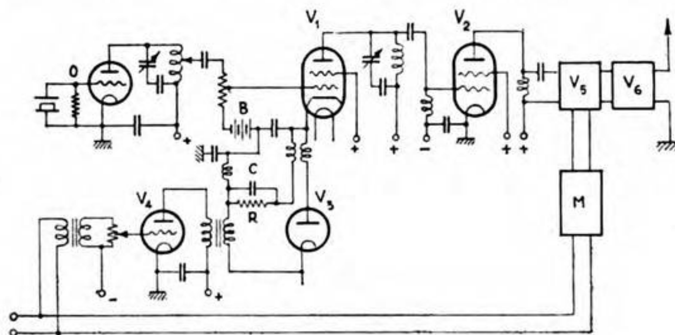


Fig. 1.

dio V_3. Ai terminali della resistenza *R* di carico di quest'ultimo stadio si determina una caduta di tensione, funzione del livello delle correnti di bassa frequenza. Lo stadio V_1 di controllo è servito da un tubo amplificatore del tipo a coefficiente di amplificazione variabile (secondo una legge esponenziale) in funzione della tensione di polarizzazione della griglia. Quest'ultima tensione è uguale alla tensione costante della sorgente *B*, diminuita della tensione variabile esistente, come si è detto, ai terminali della resistenza *R*. Man mano che il livello delle correnti di bassa frequenza cresce, diminuisce la polarizzazione di griglia dello stadio V_1 e perciò aumenta il coefficiente di amplificazione del tubo di controllo: l'oscillazione anodica, e perciò l'oscillazione portante, acquistano via via un'ampiezza maggiore.

In parallelo con la resistenza *R* è inserito un condensatore *C*, commisurato in modo che la costante di tempo del circuito V_3 di rettificazione valga pressochè 1/10; si ottiene pertanto l'effetto di portare la frequenza di controllo al valore di 10 Hz. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Tubo elettronico « a ghianda » per onde ultracorte.

ANTONIO CANNAS

1. — Sono note le varie difficoltà che si sono incontrate, e che si sono dovute superare facendo ricorso ad accorgimenti e perfezionamenti, per poter generare e rivelare microonde mediante circuiti con tubi elettronici. Scendendo a lunghezze d'onda inferiori ai cinque metri, le difficoltà aumentano divenendo insuperabili con circuiti e tubi normali, particolarmente a causa delle eccessive dimensioni di questi ultimi. Alle frequenze molto elevate che corrispondono a tali onde, le capacità e le induttanze degli elettrodi sono paragonabili alla capacità ed alla induttanza totale richieste per il circuito oscillatorio; quindi la costruzione del circuito esterno e la erogazione di potenza da parte del tubo diventano impossibili.

In secondo luogo il tempo di transito degli elettroni attraverso lo spazio interelettrodico non è più trascurabile di fronte alla durata di un periodo di oscillazione.

Questa limitazione, con un tubo di date dimensioni ed in presenza della massima tensione anodica applicabile, si rende palese col cambiamento della relazione normale di fase fra tensione oscillante di placca e tensione oscillante di griglia; con l'aumentare della frequenza non è più possibile ottenere amplificazione ed oscillazione da un tubo con i normali tipi di circuito.

Barkhausen e Kurz, partendo da queste limitazioni e prendendo come base la stessa limitazione dovuta al tempo di transito degli elettroni tra il filamento e la placca, hanno escogitato il noto e geniale metodo che ha permesso di estendere il campo di utilizzazione dei tubi oltre i limiti prima raggiunti nella gamma delle onde corte. Su questo principio sono stati ottenuti risultati importanti anche col magnetron (1).

Questi ultimi sistemi non sono tuttavia privi di notevoli inconvenienti, che si manifestano sia alla trasmissione sia alla ricezione, inconvenienti dovuti alla scarsa costanza della frequenza, alla difficoltà di eseguire una buona modulazione, alla delicatezza della regolazione e alla poca stabilità del funzionamento; inoltre il rendimento complessivo di tali generatori risulta assai moderato.

---

(1) A. F., 1933, II, p. 465.

2. — Le ricerche di Thompson e Rose, dei laboratori della R.C.A. (²), partendo dall'analisi delle sopracitate difficoltà, hanno condotto alla costruzione di tipi di tubi, triodi e tetrodi, di dimensioni ridotte.

Gli autori dimostrano che, per un dato tubo, la conduttanza mutua, il fattore di amplificazione, la corrente di placca non dipendono dalle sue dimensioni assolute, bensì dal rapporto di tali dimensioni; cambiando le dimensioni geometriche di tutti gli elementi secondo un rapporto fisso, le dette caratteristiche rimangono invariate; d'altra parte le capacità interelettrodiche, l'induttanza dei conduttori interni, il tempo di transito degli elettroni tra gli elettrodi sono in rapporto diretto con le dimensioni geometriche del tubo.

Per onde medie e lunghe questa constatazione non ha importanza, ma si è visto che per onde molto corte sono precisamente i valori di tali ultime quantità che impongono un limite alla utilizzazione dei tubi.

È ancora opportuno rilevare che soltanto la riduzione integrale delle dimensioni di tutti gli organi è valida per estendere il limite delle frequenze ottenibili; soluzioni parziali non possono risolvere il problema: ad esempio, l'aumento delle distanze interelettrodiche, mantenendo inalterate le dimensioni degli elettrodi, migliora uno dei fattori di limitazione cioè la capacità interna, ma accresce il tempo di transito degli elettroni.

Si comprende facilmente quale grande importanza possa avere un mezzo che permetta di attuare la generazione e la ricezione di onde ultracorte con circuiti normali. La difficoltà da superare è circoscritta al problema della fabbricazione di tubi di dimensioni sempre più ridotte: i tipi di Thompson e Rose non si prestavano ad una fabbricazione in serie, ma hanno servito ad indicare la via da seguire.

3. — Gli ulteriori perfezionamenti hanno condotto alla produzione del tipo commerciale 955 RCA, minuscolo triodo che dalla sua forma ha preso il nome di « tubo a ghianda » (fig. 1). È da sup-

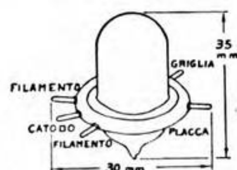


Fig. 1. — Dimensioni del tubo 955 RCA.

porre che tutta una serie di tubi speciali, seguendo la nuova concezione esposta, ricondurrà il problema delle frequenze elevatissime ad un problema d'impiego di tubi con circuito normale.

Il tipo 955 RCA è adatto alla costruzione di ricevitori e di tra-

(²) Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 1707.

smettitori di modesta potenza per lunghezze d'onda superiori a 0,50 m; può anche essere adoperato per lunghezze d'onda inferiori, ma con scarso rendimento. Senza dubbio il progresso della tecnica costruttiva potrà ulteriormente affinare i metodi di fabbricazione di questi tubi minuscoli, in modo tale da rendere possibili risultati sempre più soddisfacenti e da permettere l'impiego di frequenze sempre più elevate con potenze in gioco sempre maggiori.

Il 955 RCA è un triodo a riscaldamento indiretto, studiato per funzionare in una gamma di lunghezze d'onda fra 0,5 e 5 m.

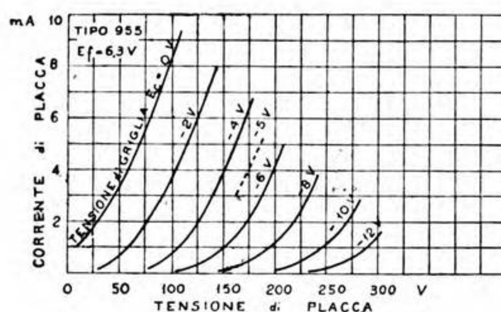


Fig. 2. — Caratteristiche di placca del tubo 955 RCA.

Le sue caratteristiche medie sono (fig. 2):

Tensione di filamento (continua o alternata)	6,3	V
Corrente di filamento	0,16	A
Fattore di amplificazione	25	
Capacità griglia-placca	1,4	μμF
Capacità griglia-catodo	1,0	μμF
Capacità placca-catodo	0,6	μμF.

Per i diversi usi sono indicati i seguenti valori:

1°) Come amplificatore a radiofrequenza ed a bassa frequenza in classe A:

Tensione di placca	90	135	180	V
Tensione di griglia	— 2,5	— 3,75	— 5	V
Corrente di placca	2,5	3,5	4,5	mA
Resistenza di placca	14.700	13.200	12.500	Ω
Conduttanza mutua	1.700	1.900	2.000	μSs
Resistenza di carico	—	—	20.000	Ω
Potenza indistorta di uscita	—	—	135	mW.

2°) Come amplificatore di potenza a radiofrequenza ed oscillatore in classe C (modulazione di placca o sola onda portante):

Tensione di placca (continua)	180 V
Corrente di placca (continua)	8 mA
Corrente di griglia (continua)	2 mA.

I valori sopra riportati sono i massimi sopportabili: normalmente la corrente di griglia è di 1,5 mA, la corrente di placca di 7 mA: per questo deve aversi una tensione negativa di griglia di circa 35 V; la potenza di uscita risulta di circa 0,5 W (per lunghezze d'onda inferiori a un metro la potenza di uscita diminuisce proporzionalmente alla lunghezza d'onda).

4. — Per l'uso del 955 RCA si devono tener presenti varie avvertenze:

a) i terminali del tubo (fig. 3) devono essere fissati in modo speciale a mezzo di attacchi a molla forniti insieme col tubo stesso;

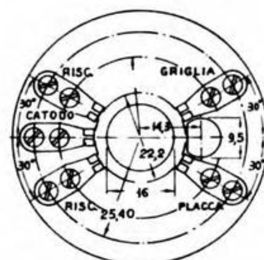


Fig. 3. — Disposizione dei terminali del tubo 955 RCA (vista di sopra).

tali attacchi possono essere fissati sopra un supporto isolante a bassa perdita dielettrica, ma è preferibile congiungere gli elementi del circuito direttamente ai terminali di griglia e di placca;

b) non si devono saldare le connessioni ai terminali: il calore sviluppato durante la saldatura potrebbe screpolare il vetro;

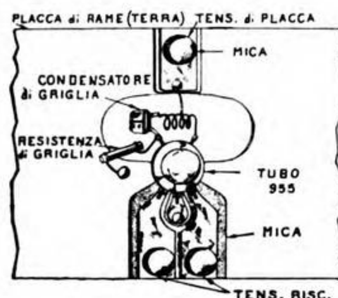


Fig. 4. — Inserzione di un tubo 955 RCA.

c) non è consigliabile l'accensione in serie dei filamenti dei tubi 955 RCA; in ogni caso le variazioni della tensione di filamento non devono superare, in più o in meno, il 10 % del valore nominale di 6,3 volt;

d) quando si adopera un trasformatore per l'accensione, si

deve connettere il catodo al centro elettrico dell'avvolgimento di accensione;

e) quando il catodo non è connesso direttamente al filamento, bisogna mantenere al minimo possibile la differenza di tensione fra il catodo e il filamento stesso; nel caso in cui si renda necessario inserire una resistenza tra catodo e filamento, è indispensabile inserire in parallelo alla resistenza un filtro opportuno per evitare l'eccessivo ronzio;

f) per sfruttare al massimo la potenzialità del 955 RCA a frequenze molto elevate, è necessario adoperare condensatori di fuga per radiofrequenze disposti molto vicini agli elettrodi; la piastra di massa del telaio deve essere di rame spesso; in fig. 4 è reso evidente un metodo per formare condensatori di fuga ai terminali, adoperando connessioni di nastro metallico separate dalla piastra di massa per mezzo di un foglio di mica.

5. — Le applicazioni del tubo 955 RCA possono così riassumersi:

a) amplificatore a radio e bassa frequenza per ricevitori di onde corte: le condizioni tipiche di funzionamento per circuito di amplificazione a bassa frequenza con accoppiamento a resistenza

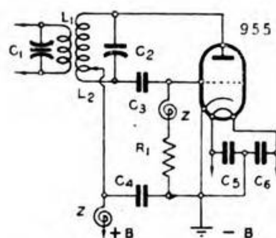


Fig. 5. — Schema tipo Hartley per oscillatore ad onde ultracorte.

(I valori di L_1, C_1, L_2, C_2 dipendono dalla frequenza desiderata; $C_3 = 0{,}00005$ μF; C_4, C_5, $C_6 = 0{,}0001$ μF; $R_1 = 20.000 \div 25.000$ Ω).

sono: resistenza di carico 250.000 Ω, corrente di placca 0,42 mA, resistenza di griglia 0,5 M Ω; si ottiene un'amplificazione di tensione di circa 20;

b) rivelatore: lo si può adoperare sia per caratteristica di griglia sia per caratteristica di placca; nel primo caso la tensione di placca deve essere di 45 V, la resistenza di griglia da 1 a 5 MΩ, con un condensatore di 0,00025 μF in parallelo; nel secondo caso sono consigliabili una tensione di placca di 180 V, una tensione negativa di griglia di 7 V; la corrente anodica ha un valore leggermente inferiore a 0,2 mA in assenza di segnale; la tensione negativa di griglia può essere ottenuta inserendo tra catodo e massa una resistenza di circa 50.000 Ω;

c) oscillatore ed amplificatore a radiofrequenza in classe C: si hanno due circuiti tipici rappresentati negli schemi di fig. 5 e fig. 6; la tensione negativa di griglia può ottenersi con una resi-

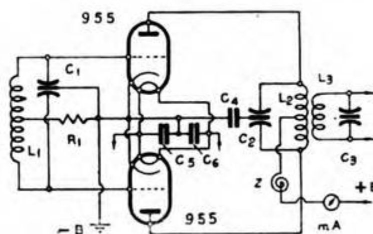


Fig. 6. — Oscillatore controfase.

(I valori di L_1, C_1, L_2, C_2, L_3, C_3 dipendono dalla frequenza desiderata; C_4, C_5, C_6 = 0,0001 μF; R_1 = 10.000 ÷ 12.000 Ω).

stenza da 20.000 a 25.000 Ω inserita nel circuito di griglia; con un solo tubo oscillatore è necessario inserire un'impedenza induttiva in serie con tale resistenza per aumentare l'impedenza di entrata del triodo a radiofrequenza; invece con lo schema a due tubi in controfase questo non è necessario.

Milano - Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Tubi trasmittenti di grandissima potenza. — Questi tubi sono stati creati ultimamente per agevolare la costruzione di stazioni radiofoniche di sempre maggior potenza (qualche centinaio di kW sull'onda portante) senza dover sottostare alla soggezione di stadi amplificatori, costituiti da molti tubi di grande potenza funzionanti in parallelo e posti quindi in condizioni di lavoro non facili.



Fig. 1. — Triodo Philips TA 20/250.

Fra i «grossi calibri» dello scorso anno si può ricordare il triodo Philips, tipo TA 20/250, di costruzione abbastanza semplice e con sola refrigerazione ad acqua, parte sulla placca e parte sulle entrate del filamento. L'accensione, a 35 volt, richiede solo 15 kW e, con una tensione anodica di 20.000 volt, si possono ottenere in amplificazione di classe C non modulata circa 250 kW utili, ovvero circa 65 kW utili d'onda portante in classe B, con eccitazione modulata

al 100 %. Se poi, in classe B, la percentuale di modulazione non oltrepassa l'80 % la potenza d'onda portante raggiunge 80 kW circa.

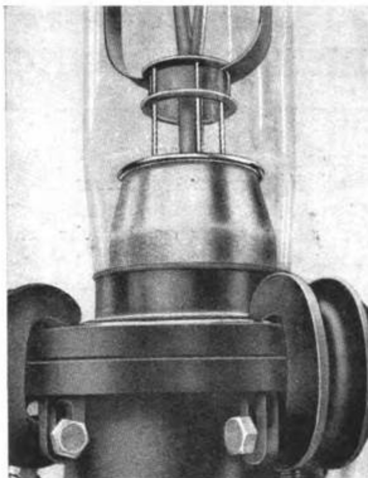


Fig. 2. — Saldatura vetro-ferrocromo per la giunzione tra il tubo e l'anodo, con il raccordo al refrigeratore.

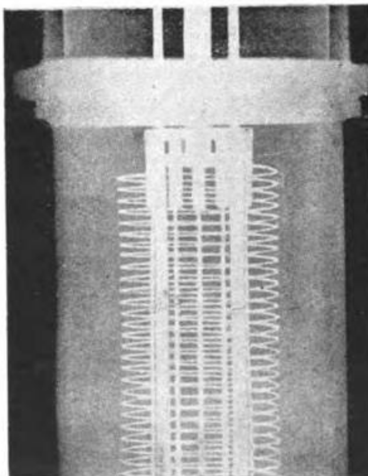


Fig. 3. — Radiografia della parte superiore dell'anodo, della griglia e del filamento.

Impiegando il triodo in classe C e modulando al 100 % sulla corrente anodica, la tensione di placca deve scendere a 15.000 volt e

la potenza utile d'onda portante è di 90 kW circa. In tutti questi casi si presume sempre l'impiego del triodo su frequenze non superiori a 2000 kHz.

La saldatura vetro-ferrocromo, impiegata su larga scala per la giunzione anodica e per le uscite di griglia e di filamento, permette di ridurre al minimo le dimensioni totali del triodo e consente ancora un raffreddamento agevole nonostante le grandi quantità di calore da asportare.

La regolazione della corrente di accensione si effettua con le solite cautele necessarie per questi filamenti di resistenza assai de-

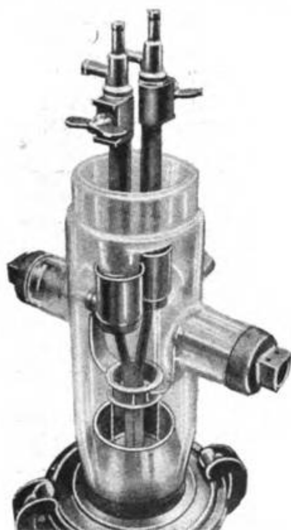


Fig. 4. — Parte superiore del triodo.

bole a freddo, ed il pericolo di oscillazioni parassite ad altissima frequenza sulla griglia viene eliminato da una resistenza smorzatrice di pochi ohm, all'uscita di griglia, combinata con scaricatore regolabile, in derivazione tra griglia e filamento. Anche la resistenza di carico sull'entrata, quando il triodo funziona in classe B, contribuisce a stabilizzarlo, mentre nel circuito anodico si inseriscono altresì una resistenza di circa 100 ohm ed un adatto dispositivo, che limita la corrente anodica a valori non superiori di più che il 25 % a quelli normali. Tutti questi dispositivi, pur assicurando contro le dannose conseguenze di eventuali scariche, lasciano inalterato il buon rendimento del triodo.

La potenza dissipabile sull'anodo, nell'impiego del triodo come modulatore, si mantiene sui 100 kW per 20.000 volt di tensione anodica, con pendenza pari a 25 mSs. Il massimo valore della pendenza raggiunge 70 mSs ed il coefficiente di amplificazione è 45. Il triodo risulta abbastanza maneggevole nelle regolazioni, e le sue applica-

zioni riguardano finora stadi finali, con due triodi in classe B, per stazioni radiofoniche, da 120 kW circa sull'onda portante, con frequenze 1000 ÷ 500 kHz. Per ciascun triodo in classe B con modula-

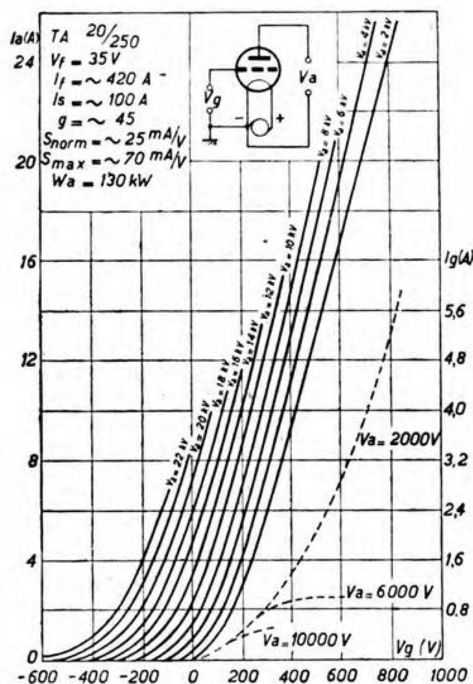


Fig. 5. — Caratteristiche del triodo TA 20/250.

zione al 100 % la massima potenza necessaria sul circuito d'entrata si aggira sui 30 kW circa, per la piena linearità dell'eccitazione di griglia.

Salvo eventuali sorprese nelle conclusioni degli studi sempre in corso, sul comportamento del mezzo di trasmissione, devesi ritenere che l'attuale livello di potenza unitaria per triodo resterà sufficiente per qualche anno, essendo agevole costituire con sei od otto di questi grandi triodi gli stadi finali di un moderno trasmettitore radiofonico da 500, 600 kW di potenza sull'onda portante.

Le fig. 1 a 4 danno un'idea della forma e dei particolari costruttivi del triodo, di cui la fig. 5 riproduce le caratteristiche. *E. Lc.*

*

Antenna antievanescenza del trasmettitore radiofonico di Budapest. — I fenomeni di evanescenza limitano la zona che può essere utilmente servita da ogni trasmettitore, poichè rendono spesso scadente la qualità della ricezione a distanze minori di quelle a cui il

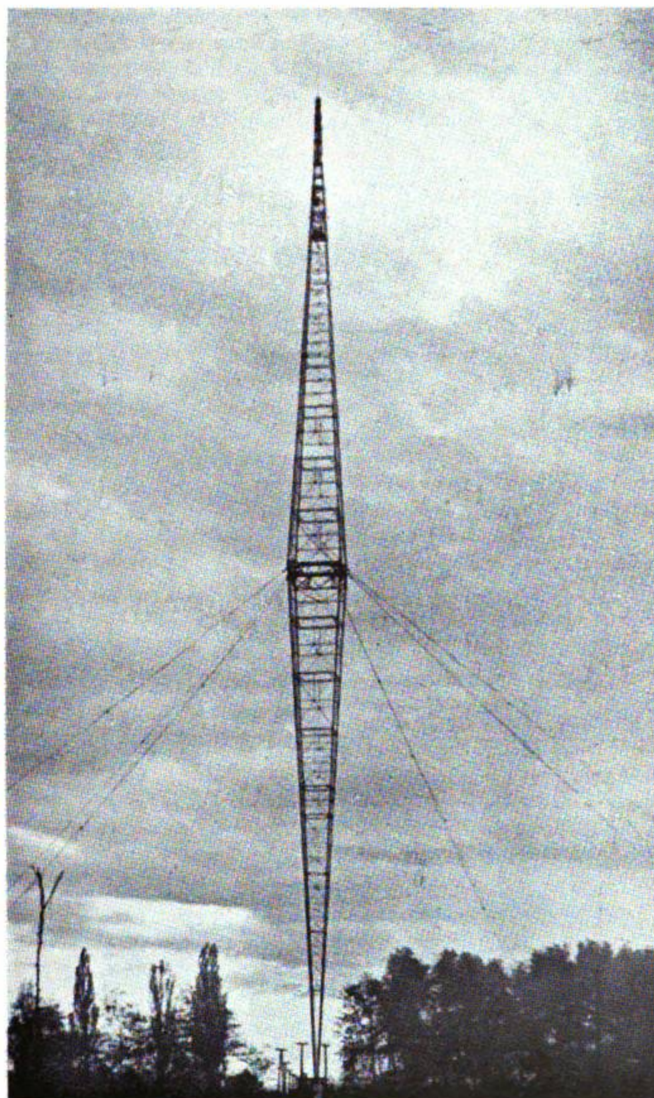


Fig. 1. — Antenna antievanescenza di Budapest.

campo generato da un moderno trasmettitore di grande potenza sarebbe ancora largamente sufficiente per un ottimo servizio di radiodiffusione.

Per diminuire l'entità di tali inconvenienti la tecnica si è da

qualche tempo orientata verso la costruzione di speciali tipi di antenna, detti antievanescenza, coi quali si cerca di troncare alla radice la causa stessa del fenomeno. Questo è dovuto all'irradiamento, in direzioni facenti un notevole angolo con l'orizzontale, di onde che, riflesse dagli strati ionizzati dell'alta atmosfera, vengono ad inter-

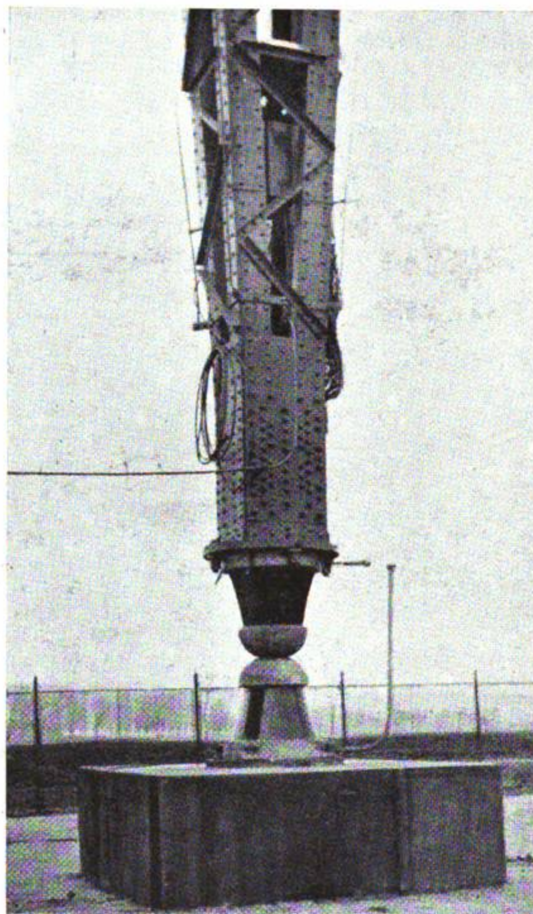


Fig. 2. — Isolamento alla base dell'antenna.

ferire con le onde propagantisi lungo la superficie terrestre. Con le antenne antievanescenza si riesce a irradiare in direzione prevalentemente orizzontale.

Uno dei metodi per ottenere questi risultati consiste nell'uso di un'antenna verticale, di altezza tale che il rapporto fra la lunghezza

d'onda fondamentale dell'antenna e quella d'esercizio sia compreso tra 2 e 3. Questo sistema è stato seguito nella costruzione del nuovo trasmettitore da 120 kW di Lakihegy presso Budapest; le caratteristiche dell'antenna verticale (fig. 1 e 2) sono riportate, insieme con la relazione di interessanti studi compiuti durante la costruzione, in

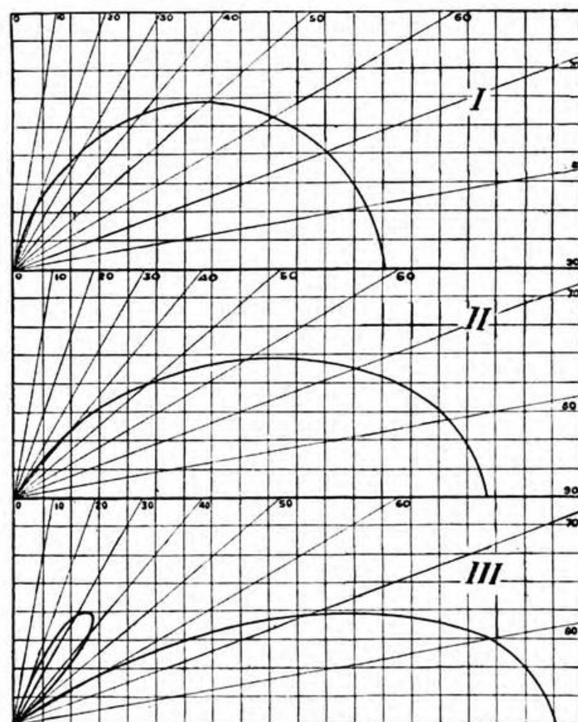


Fig. 3. — Diagrammi polari di irradiamento in un piano verticale, nell'ipotesi di terreno perfettamente riflettente e di potenza irradiata costante:

I. antenna di un quarto d'onda: $\lambda/\lambda_0 = 1$
II. antenna di mezza onda: $\lambda/\lambda_0 = 0{,}5$
III. antenna optimum: $\lambda/\lambda_0 = 0{,}39$.

un articolo di F. Holland, C. E. Strong e F. C. Lean, comparso nel fascicolo di aprile 1934 di *El. Comm.*

Per un irradiatore verticale, mantenendo costante la potenza totale irradiata, il campo orizzontale cresce con l'altezza dell'antenna fin quando il rapporto λ/λ_0 è maggiore di 0,39, in sèguito decresce (λ è la lunghezza d'onda di lavoro, λ_0 la lunghezza d'onda fondamentale dell'antenna, circa eguale a 4,4 volte l'altezza). Il campo spaziale diminuisce invece finchè $\lambda/\lambda_0 \geqq 0{,}5$, in sèguito cresce per l'ap-

parire, nel diagramma polare della fig. 3, di un cappio secondario di irradiamento. Il valore più conveniente di λ/λ_0 risulta da un compro-

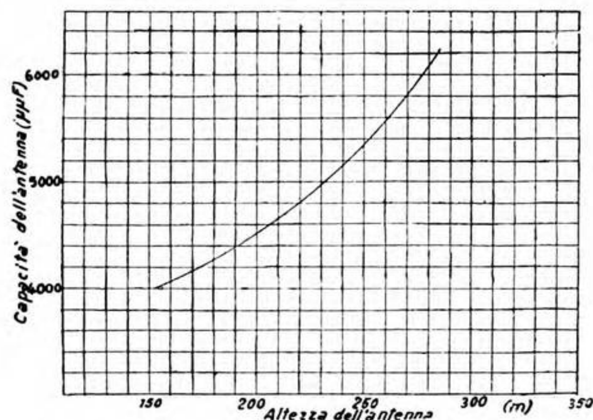


Fig. 4. — Capacità dell'antenna, misurata a 1000 Hz, durante la costruzione.

messo per cui sia contemporaneamente alto il campo orizzontale e basso quello spaziale: il rapporto tra questi due campi diviene massimo per λ/λ_0 compreso tra 0,42 e 0,44.

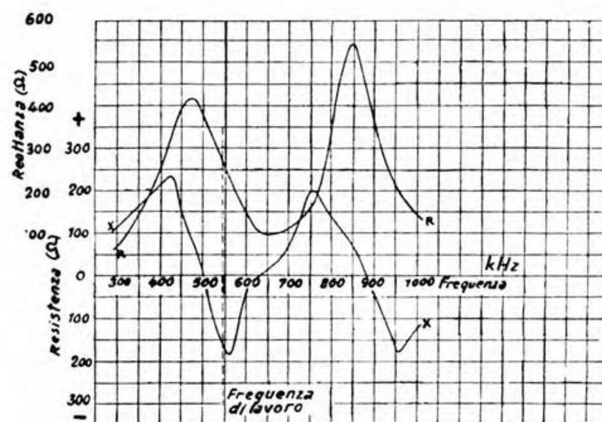


Fig. 5. — Componenti dell'impedenza (resistenza R, reattanza X) dell'antenna.

Per l'antenna di Budapest tale rapporto è stato scelto eguale a 0,435: essendo $\lambda = 549{,}5$ m, l'altezza dell'antenna è risultata di 307 m; l'altezza effettiva può essere portata da 285 a 315 m mediante

una parte terminale spostabile, la quale reca sulla cima una grossa sfera per evitare l'effetto corona dovuto alle elevate tensioni ad alta frequenza.

Durante la costruzione furono fatte misure della capacità (fig. 4) e delle altre caratteristiche dell'antenna, in funzione dell'altezza che questa man mano raggiungeva: in fig. 5 sono riportate le curve della resistenza e della reattanza in funzione della frequenza di alimentazione, ricavate a costruzione finita.

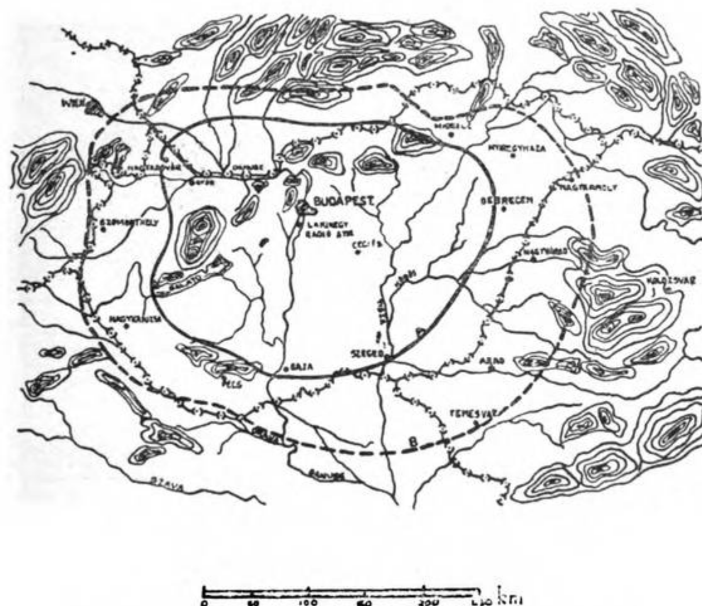


Fig. 6. — Ampliamento della zona esente da evanescenza:

——————— limite con la vecchia antenna
— — — — — limite con la nuova antenna.

(Le montagne rappresentate in figura sono quelle di altezza superiore a 1800 m).

I risultati di esercizio hanno confermato le previsioni: si è ottenuto, rispetto alla precedente antenna a T per cui $\lambda/\lambda_0 = 0{,}63$, un miglioramento nell'intensità del campo orizzontale, il quale giunge fino al 24 %; ciò equivale a un accrescimento nella potenza dell'onda portante da 120 a 185 kW. In conseguenza della contemporanea diminuzione del campo riflesso, il limite a cui l'evanescenza comincia a essere nociva si è portato da 120 km a 180 ÷ 200 km, aumentando così di più che due volte l'area servita dalla stazione (fig. 6).

P. P.



Antenna a irradiazione orizzontale di Hilversum. — L'antenna a irradiazione orizzontale (antenna « antifluttuazione » o « antievanescenza ») ha ormai confermato con l'esperienza di qualche anno di esercizio i suoi pregi in confronto coi vecchi sistemi a T od a L. La Philips l'ha adottata già da tre anni per la stazione da 20 kW

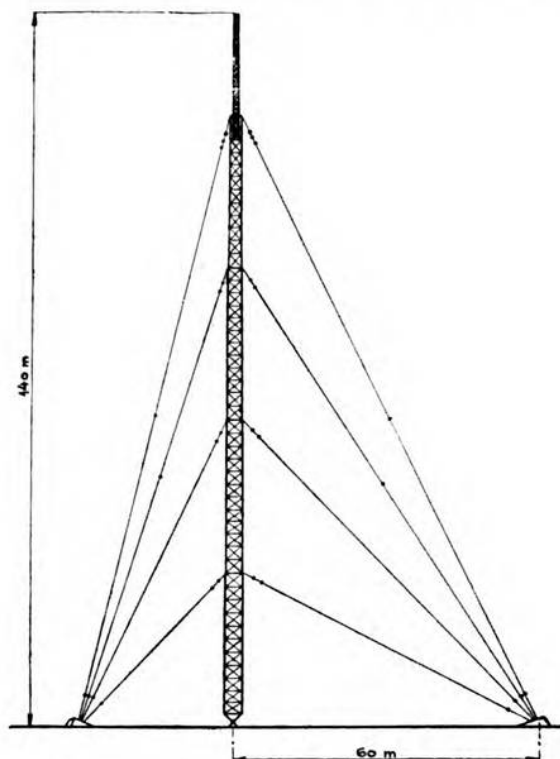


Fig. 1. — Antenna a irradiazione orizzontale di Hilversum.

di onda portante, situata ad Hilversum, ed ha utilizzato poi i vantaggi tecnici ed economici del nuovo sistema in altri trasmettitori radiofonici, successivamente costruiti. Possono riuscire interessanti alcuni dati sull'antenna di Hilversum che con una lunghezza di circa 1/2 onda presenta, rispetto ad un'antenna ordinaria, molto maggior radiazione lungo la superficie terrestre e radiazione assai meno intensa sotto forti angoli rispetto all'orizzonte.

Il radiatore è una torre in traliccio di ferro a sezione triangolare alta 140 m, che viene usata per l'onda di servizio di 296 m (fig. 1). La torre poggia su un isolatore, a bassa capacità e per al-

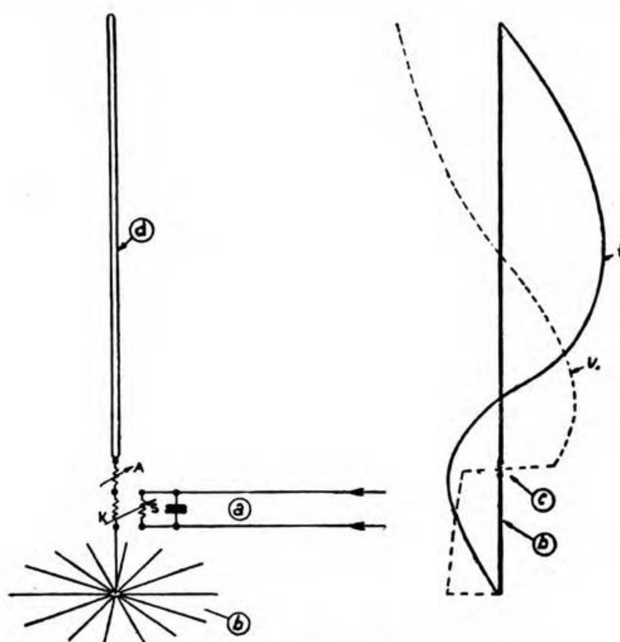


Fig. 2. — Schema e diagrammi del radiatore.
a - dal trasmettitore; *b* - contrappeso; *c* - accoppiamento; *d* - pilone.

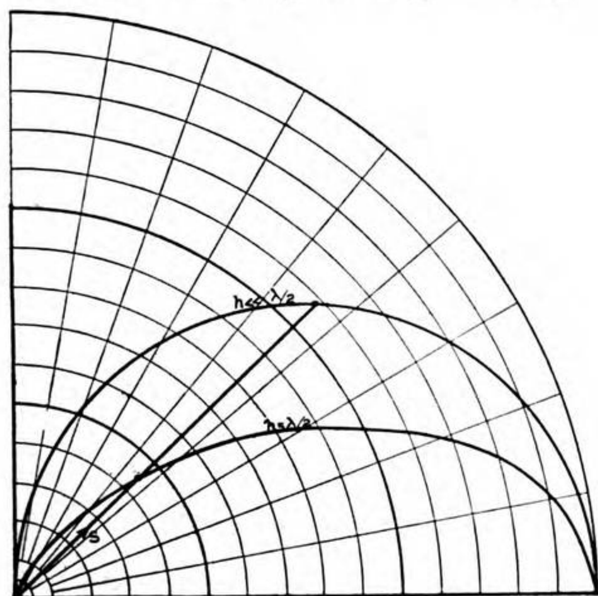


Fig. 3. — Diagramma di emissione.

tissima tensione e radiofrequenza, ed è tenuta in equilibrio da dodici controventi in fune metallica, ripartiti in quattro ordini. Non vi è assorbimento dannoso di energia e neppure notevole deformazione del diagramma di irradiamento, poichè i controventi sono isolati da terra e dal traliccio (ed anche interrotti) per mezzo di isolatori interposti. La sezione della torre decresce gradualmente dal

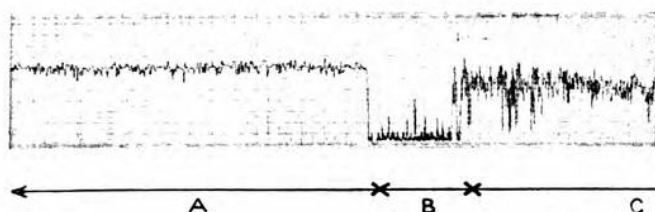


Fig. 4. — Registrazione

basso all'alto; al suo termine si trova un ultimo traliccio spostabile a cannocchiale lungo 20 m, che serve a regolare con tutta precisione la lunghezza del radiatore in rapporto all'onda emessa.

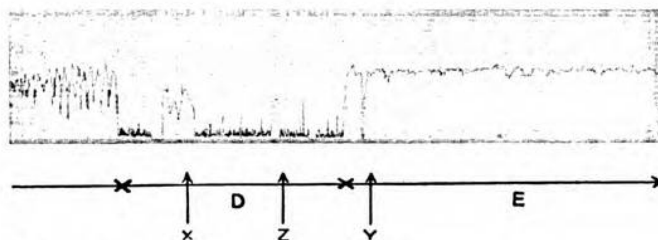
Non essendovi sforzi di trazione in cima alla torre, che è soggetta qui al solo peso proprio, risultano alleggerite le funi di controvento e la struttura metallica e ridotto il prezzo totale dell'impianto in confronto con le vecchie costruzioni. A Hilversum, la torre pesa 28 tonnellate ed esercita una pressione di 56,5 tonnellate sull'isolatore di base. Gli sforzi nei controventi non superano 15 tonnellate con una pressione di vento variabile linearmente da 100 kg/m² alla base fino a 200 in cima al pilone.

Un'accurata zincatura omogenea della superficie del pilone e dei chiodi e bulloni riduce al minimo le perdite elettriche. Il radiatore (fig. 2) si accorda mediante un variometro inserito alla base (*A*) ed è accoppiato quasi in un nodo di tensione (*c*) (per eliminare effetti nocivi di accoppiamento capacitivo) con l'alimentazione ad alta frequenza (*a*), che termina in un circuito accordato (*S*). Un contrappeso (*b*) di più fili, disposti a raggiera rispetto alla base del pilone e ben isolati, completa il radiatore, la cui resistenza ohmica risulta di pochi ohm con forte rendimento di radiazione. La corrente ad alta frequenza si ripartisce infatti con effetto pellicolare sulla larga superficie del pilone zincato senza penetrare nel ferro, evitando così perdite inutili. Per la variabilità del rapporto L/C lungo il pilone si ha una distribuzione di corrente non perfettamente sinoidale (fig. 2) ed un ventre di corrente a circa 20 m di altezza, senza che il diagramma di emissione si scosti gran che dalla radiazione di un aereo teorico lungo mezza onda.

Il diagramma di emissione rilevato come in fig. 3 (diagramma inferiore) e la resistenza di radiazione misurata in 95 ohm sono stati riscontrati in buon accordo coi valori calcolati.

Il miglioramento netto nella stabilità di ricezione ottenuto dagli utenti entro un raggio di 100 km attorno al trasmettitore fu anche

verificato rigorosamente con numerose misure comparative effettuate a tale distanza. L'energia emessa sull'onda portante si regolava in modo che il valor massimo del campo (irradiato orizzontalmente) fosse eguale sia trasmettendo col vecchio aereo a T di 60 m di altezza, sia trasmettendo col nuovo di 1/2 lunghezza d'onda. In tali condizioni, come ben mostra la fig. 3, la radiazione di energia



di prove comparative.

verso l'alto è molto maggiore con il vecchio aereo, che col nuovo. E la registrazione, riportata in fig. 4, prova che la fluttuazione è col nuovo sistema grandemente ridotta. Si vedono infatti in quest'ultimo grafico i diversi periodi di ricezione: nella parte *A* funziona l'aereo nuovo, nella parte *B* non vi è trasmissione e sono registrati solo disturbi atmosferici, nella parte *C* trasmette l'aereo vecchio, nella parte *D* manca l'emissione e si vedono due punti in cui si fanno regolazioni del trasmettitore, in *E* funziona daccapo l'aereo nuovo ed *Y* indica un istante, in cui è mancata l'energia primaria. *E. Le.*



Apparecchi Marconi all'esposizione di South Kensington. — All'esposizione annuale della Società Britannica di Fisica, che si è tenuta nei primi giorni di gennaio a South Kensington nell'Istituto Imperiale di Scienze e Tecnologia, sono stati presentati dalla Compagnia Marconi alcuni interessanti apparecchi.

Anzitutto un trasmettitore per radiofonia circolare, il quale consente la trasmissione di una sola banda laterale di modulazione e dà luogo così ad una importante riduzione della banda di frequenze occupata da ciascuna stazione, offrendo un mezzo importante ed efficace per ridurre quella, che è stata chiamata la « congestione dell'etere ».

In secondo luogo un complesso misuratore di frequenza con registratore a doppia penna, che comprende un oscillatore pilota a cristallo, atto a mantenere una stabilità di frequenza di 1 su 1.000.000, cinque multivibratori comandati dal pilota sulle frequenze 1000, 100, 10, 1 e 0,1 kHz, ed un oscillatore di interpolazione, che copre la gamma fra 150 e 30.000 kHz. Un apposito orologio è sincronizzato dall'oscillatore pilota per mezzo del sistema di divisione di frequenza del multivibratore e le indicazioni di questo orologio,

confrontate con i segnali orari internazionali, permettono la verifica esatta della frequenza del pilota. Le frequenze di calibrazione sono ottenute mediante stadi multivibratori intermedi. Il registratore a doppia penna consente il confronto di tempo dei segnali, con l'intermediario di un segnale di riferimento.

È anche stato esposto un dispositivo per diatermia a tubo elettronico, studiato per il duplice scopo terapeutico ed elettro-chirurgico. Per ciascuno di tali usi è stato progettato un circuito apposito, poichè le ricerche hanno dimostrato che l'uso di circuiti diversi conduce ai migliori risultati: a tal riguardo, come è noto, i tubi termoionici presentano speciali vantaggi in confronto coi dispositivi a scintilla, anche come generatori di correnti ad alta frequenza per usi sanitàri. Il circuito di uscita del nuovo dispositivo è stato studiato in modo da soddisfare ad ogni esigenza del chirurgo, e l'apparecchio, che consente tagli netti e precisi, è adatto per le delicate operazioni sul cervello o per distruggere tessuti maligni a mezzo di deidratazione. Il condensatore variabile inserito nel circuito del paziente rende possibile accordare il circuito stesso con quello oscillatorio, e l'accoppiamento variabile permette di ottenere il miglior rendimento a seconda dell'impedenza della parte del corpo sottoposta a trattamento. Viene usata in tali apparecchi una frequenza di 1.000.000 Hz (onda di 300 m) per terapia, ed una frequenza di 3.000.000 Hz (onda di 100 m) per chirurgia.

Infine è stato anche presentato un moderno oscillografo catodico, il quale comprende un telaio con tre pannelli ed una macchina fotografica. Il complesso di alimentazione può essere collegato ad una rete a corrente alternata e fornisce le tensioni continue e alternate necessarie per il funzionamento dell'oscillografo: la tensione anodica massima è di 3000 V. Il dispositivo per lo spostamento del fascio catodico secondo l'asse dei tempi comprende quattro tubi ad alto vuoto di tipo speciale. Con apposito sincronizzatore si ottiene facilmente il sincronismo fra detto dispositivo e il fenomeno da esaminare. Il tubo oscillografico è a catodo riscaldato indirettamente; esso è montato su di un sostegno e schermato magneticamente. La macchina fotografica, che si adatta sul tubo oscillografico per mezzo di perni a baionetta, impiega pellicole di dimensioni 57 mm × 82 mm. *Re.*



Vol. IV - N. 1 Febbraio 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

recepteurs dans les États Unis, on expose les caractéristiques les plus importantes de cette nouvelle industrie.

Ensuite on examine les facteurs industriels et économiques de la production des récepteurs, en particuliers les différents systèmes de l'organisation de la radio industrie, la matière première, l'organisation du travail, la main d'oeuvre, la fluctuation de la production en rapport avec sa quantité et sa qualité, la vente des récepteurs pour radio diffusion et le phénomène de la saturation du marché.

Vol. IV - N. 1 Febbraio 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. IV - N. 1 Febbraio 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

An Hand der Ergebnisse, welche im letzten Jahrzehnte erzielt wurden, werden die hauptsächlichsten Eigenschaften der neuen ***Industrie*** *untersucht, sowie auch die folgenden technischen und wirtschaftlichen Fragen: Organisationsmethoden, Rohstoffe, Entwurfsverfahren, Herstellungsorganisation, Arbeitskraft, Produktionsschwankungen, Verkaufs- und Absatzverhältnisse.*



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - VIA MARCONA, 50 - MILANO - 1935-XIII



5, VIA MONTEBIANCO – **TORINO** – VIA MONTEBIANCO, 5

CONDUTTORI PER RADIO-TELEFONIA
E RADIO-TELEGRAFIA

FABBRICA DI FILI E CAVI ELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI DELL'ELETTRICITÀ
CASA FONDATA NEL 1888



VOL. IV - N. 2 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) APRILE 1935 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. IV-2 APR. 1935

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Aprile 1935 - XIII N. 2

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

Abbonamento annuo L. 40
Un numero separato » 10

Annate arretrate (finchè disponibili)
I (1932) L. 30; II (1933) L. 40; III (1934) L. 40

SOMMARIO

VOL. IV Aprile 1935-XIII N. 2

ALTA FREQUENZA



Un quarantennio (1).

Si può aver dedicato la miglior parte di una vita di studio e di lavoro alla scienza e alla pratica della radiotecnica; aver cominciato, agli albori del secolo, con i primi apparati a rocchetto e a scintilla e aver vissuto giorno per giorno il romanzo delle radiocomunicazioni, più straordinario e fantastico di qualunque romanzo d'avventura. Si può aver tentato di perfezionare e di « razionalizzare » le forme delle antenne; aver regolato le grandi stazioni a scaricatore rotante; aver cercato di analizzare l'azione del *detector* magnetico e studiato sperimentalmente centinaia di contatti a cristallo; aver giocherellato con i primi *audion,* recati dal de Forest, ed esser stati presi dalla smania di penetrarne e rappresentarne il funzionamento; aver costruito e fatto agire mastodontici archi Poulsen e tirato su piloni di centinaia di metri. E poi via via essersi occupati di radioalternatori, di moltiplicatori di frequenza, di raddrizzatori, e sopra tutto di innumerevoli tubi elettronici d'ogni forma e grandezza, dalle lampadine di potenza insignificante ai grossi triodi da centinaia di kilowatt. Aver partecipato anteguerra alle prime prove della radiotelefonia e aver assistito allo sbocciare e all'affermarsi trionfale della radiodiffusione nell'ultimo decennio. Aver lavorato nel campo delle onde corte fino allo spodestamento presso che completo delle lunghe, e poi in quello delle ultracorte e delle microonde e, insieme, in tutti i rami della tecnica, che man mano sono stati attratti in questa orbita come elementi ausiliari e che a loro volta ne hanno ricevuto potenti impulsi a nuovo sviluppo... Si può, sì, aver vissuto per sei o sette lustri questa vita, avervi plasmato la mente di studioso e addestrato l'occhio e la mano di ingegnere e di sperimentatore, si può essere insomma in qualche modo compresi fra gl'iniziati, fra gli uomini del mestiere.

Ma quando, la sera, tu sei preso dalla stanchezza, che segue una giornata di intenso e talvolta affannoso ed amaro lavoro, e, pur nel desiderio di un poco di requie e di raccoglimento, non ti sai trattenere dal premere il tasto della radio, e ti senti d'improvviso come alleviato, rinnovato e portato su in alto, fuori di te

(1) G. VALLAURI: Annuario E. I. A. R., 1935, p. 7.

stesso, prima ancora che tu abbia identificato la sinfonia che ti conquide e che pure conosci e ti è cara; o quando, nella tua stanza da lavoro, il telefono ti annuncia la improvvisa chiamata di un amico lontano, poniamo di un antico discepolo, e subito la sua voce ti giunge, magari dal centro dell'Africa, sulle ali della radio, da una stazione che egli ha costruito laggiù e da cui vuole onorare il vecchio maestro; allora non creda il profano che la meraviglia, la commozione, il pauroso stupore dinanzi al miracolo, siano in te, uomo del mestiere, meno intensi e meno profondi di quanto non sarebbero in lui.

Per l'iniziato quell'emozione, in cui si mescolano lo sgomento e la gioia di chi si affaccia alle soglie del mistero, è senza confronto più acuta che in ogni altro. Tutta la sua vita, tutto il suo lavoro non sono che una preparazione spirituale ed intellettuale a meglio sentire la grandezza dell'evento, di cui egli non è soltanto spettatore, ma anche, e sia pure in misura tenuissima, attore e partecipe.

Il profano, se veramente profano, crede il più delle volte che l'iniziato sappia come stanno le cose e come avvengono i fatti. Dio non voglia. Lo stimolo più potente al nostro lavoro, l'attrazione più viva pel nostro spirito, la sorgente più profonda di gioie non descrivibili sarebbero con ciò inesorabilmente cancellati non diversamente dallo svanire dell'interesse del bimbo per il suo giocattolo, non appena egli sia riuscito a vedere « com'è fatto dentro ».

Noi ignoriamo, e probabilmente gli uomini sempre ignoreranno nella loro vita terrena, l'essenza dei fenomeni che studiamo. Al profano, come a chi è « estraneo ai lavori », non è consentito di gettare uno sguardo entro il recinto del cantiere. Ma anche noi, modesti operai, non vediamo se non una grande impalcatura, a cui si lavora febbrilmente, che tratto tratto ha bisogno di essere in larga parte rinnovata, e si estende e si eleva sempre più e consente di fabbricare nuove strutture e di salire ognor più in alto. Ma resta pur sempre un'impalcatura provvisoria e precaria, un tentativo umano di ricostruire artificialmente in qualche guisa il sovrumano edificio della realtà, della verità.

Parliamo di elettroni e dei loro moti, di granuli di materia e di energia, di irradiazione e di captazione, di etere e di onde, di raggi elettromagnetici e del loro viaggiare alla superficie della terra o negli alti strati dell'atmosfera. Costruiamo tubi, apparati, antenne e ne dominiamo e ne governiamo con sempre maggior sicurezza il funzionamento. Ma ci è ben chiaro che di tutto quanto facciamo non ci è concessa se non una visione esteriore e superficiale, convenzionale ed utilitaria, e che in ogni direzione urtiamo ben presto, al di là di un certo segno, contro l'inesorabile

« non ultra ». E sentiamo, del resto, che da ciò deriva il poetico fascino del nostro mestiere. È uno stato d'animo che ci induce a rifuggire dal far profezie sul domani dell'arte nostra, quantunque il formularle potrebbe a prima vista apparire come la conclusione più naturale e quasi la più necessaria di queste brevi parole.

Non ci pare lecito far previsioni, perchè avremmo timore di commettere peccato di irriverenza. L'aver vissuto per tanti anni nella grande fucina, onde sono uscite le meravigliose attuazioni della radiotecnica, ci ha dato il senso di un intervento superiore e necessario nello sviluppo dell'opera nostra. Gli studiosi, gl'inventori, i tecnici sono artieri guidati da un capo invisibile; le idee sbocciano per effetto di un processo intimo e spontaneo, quasi che le menti fossero state fecondate da un polline misterioso, diffuso dalla eterna primavera dello spirito. Le attuazioni maturano attraverso tentativi, errori, sforzi, sconfitte e vittorie, che si succedono sotto l'imperio di una virtù e di una legge ignote, ma presenti e sicure.

Ci sia dunque permesso di tornare nell'officina sonante, ove gli uomini onorano Dio, lavorando in rude fraternità per il bene comune. Non ci si chieda di predire le nuove conquiste. Esse saranno certo più sollecite e ricche, giù grandiose e mirabili di quanto la nostra immaginazione potrebbe oggi dipingercele.

Il pioniere.

Chi avrebbe saputo predire, quarant'anni or sono, il succedersi degli avvenimenti che hanno dato alla radiotecnica un posto di tanto rilievo nel mondo? Eppure è nel ciclo di un quarantennio che la radio — qual'è oggi — è nata e si è svolta. Episodio non comune nella storia, chi la portò alla luce e la guidò nei primissimi passi, ancor oggi l'accompagna nel suo sviluppo: paternità nel senso più ampio della parola.

Nella riunione, tenutasi a Londra il 17 novembre scorso, dei « Veterani di Marconi », H. M. Dowsett ha riassunto in modo particolarmente efficace l'opera del grande Italiano. Sebbene i fatti ricordati dal Dowsett siano largamente noti, pure la sintesi che di essi viene offerta è così felice, che certo riuscirà gradito ai lettori di averla sott'occhio nella nostra rivista.

La rete italiana di radiofari marittimi.

I radiofari trassero la loro origine dalla necessità di dare alle navi un mezzo per determinare la propria posizione, quando le condizioni atmosferiche impediscono la visibilità della costa e delle segnalazioni luminose dei fari. In conseguenza i primi impianti sorsero logicamente in quelle località ove, per la frequente

presenza di nebbia e per la particolare configurazione della costa e del fondo marino, la navigazione era resa assai difficile.

Riconosciuti i vantaggi che questo nuovo metodo di segnalazione presentava rispetto agli altri, quasi tutti i paesi marittimi si sono occupati del problema ed hanno concorso allo sviluppo della rete mondiale dei radiofari, dando contemporaneamente maggior diffusione all'uso del radiogoniometro a bordo delle navi. Così in Europa, mentre si stavano attuando le reti di segnalazione del Baltico e del Mare del Nord, che erano state progettate nelle successive conferenze di Londra, Stoccolma e Parigi, l'Italia per suo conto procedeva alla installazione di alcune stazioni sulle coste della Somalia. Prima fra tutte la stazione « Francesco Crispi » a poca distanza dal faro omonimo, che nel 1924 era stato eretto a Capo Guardafui per tutelare le navi dai pericoli del temuto promontorio della penisola Migiurtina. Successivamente sorsero le stazioni di Alula, Brava, Bender Cassim, Eil, Chisimaio, Dante, Merca, Itala, Mogadiscio e Obbia, che a tutt'oggi sono mantenute in regolare funzionamento quale ausilio alla navigazione in quei paraggi.

Nel Mediterraneo l'Italia si era limitata a sopperire alle urgenti necessità della zona dell'alto Adriatico facendo funzionare da radiofaro le stazioni radiotelegrafiche di Pola, Zara, Venezia e Ancona, ma non aveva ancora dato origine ad una regolare rete di segnalazione, perchè occorreva concretare un piano di accordo con le nazioni interessate.

Tale accordo è stato raggiunto nella riunione internazionale che ha avuto luogo a Bordeaux nell'aprile dello scorso anno. Ad essa, oltre all'Italia, hanno preso parte la Francia, l'Inghilterra, la Spagna, il Portogallo, il Marocco, la Tunisia, ed un rappresentante della Commissione internazionale del faro di Capo Spartel.

La commissione ha tracciato un progetto di massima per una rete di segnalazione sulle coste dell'Atlantico centro-orientale (dalle foci della Loira sino alla frontiera meridionale del Rio de Oro, compresi i gruppi insulari delle Azzorre, delle Canarie e del Capo Verde) e del Mediterraneo occidentale (sino alle coste adriatiche italiane incluse e sino alla frontiera orientale della Cirenaica).

Il comandante Rosani riferisce nel presente fascicolo circa gli accordi che furono presi a Bordeaux, circa i principi seguiti nel progettare la nuova rete di segnalazione, ed in particolare circa il còmpito affidato all'Italia.

Prove di piccoli raddrizzatori per laboratorio.

Fu data un anno fa, sulla nostra rivista (²), notizia dei dispositivi utilizzanti tubi a luminescenza per la stabilizzazione della

(²) M. Lo Piparo: A. F., 1934, III, p. 241.

tensione continua fornita da piccoli raddrizzatori. I raddrizzatori così stabilizzati sono particolarmente utili nei laboratori, come sorgenti di tensione anodica per gli apparecchi a tubi elettronici, in sostituzione delle batterie di accumulatori, più ingombranti e costose.

Vi sono casi tuttavia, nei quali è giocoforza di ricorrere all'alimentazione con batterie, che a tutt'ora, dal solo punto di vista delle qualità tecniche, conservano indubbiamente il primato.

Riteniamo che possa riuscire interessante ed utile, per una cerchia di lettori, il lavoro dell'ing. Ferrario, che fornisce elementi accurati e concreti per un giudizio sulle possibilità e sui limiti di impiego di queste sorgenti di alimentazione.

La radio in Italia.

Fino dallo scorso ottobre, con l'inaugurazione dei nuovi impianti nella stazione a onde corte di Prato Smeraldo (E.I.A.R.) si sono iniziati, sotto la direzione del Sottosegretariato per la Stampa e Propaganda, due distinti servizi di radiodiffusione su onde corte, diretti l'uno all'America del Nord, l'altro a quella del Sud.

I programmi, che vengono svolti nelle ore notturne, affinchè giungano a destinazione in quelle più comode per gli ascoltatori, sono comunicati, com'è noto, anche al pubblico italiano. Essi comprendono, oltre alla parte più propriamente artistica, anche brevi « messaggi » preparati da personalità italiane e destinati a mettere al corrente il pubblico di oltre oceano sulle più importanti questioni della vita nazionale.

Sia per la poca diffusione dei ricevitori a onda corta, sia, sopra tutto, per l'ora in cui le trasmissioni debbono necessariamente aver luogo, il pubblico italiano non ha modo di seguirle. Riportiamo perciò la versione italiana del messaggio letto dal prof. Vallauri nella notte fra il 19 e il 20 febbraio. Esso contiene notizie largamente note da noi, delle quali potrà tuttavia interessare di aver sott'occhio il riassunto nella forma in cui è stato offerto al pubblico americano.

LA REDAZIONE.

IL POSTO DI MARCONI NELLA STORIA (1)

HARRY MELVILLE DOWSETT

Vengono scorsi rapidamente, in uno sguardo panoramico retrospettivo, gli episodi e le date più salienti dell'opera personale di Guglielmo Marconi, che si identifica per tanta parte con la storia della radiotecnica.

La fama di Marconi è mondiale. Tutti sono oggi d'accordo nel riconoscere che non vi è uomo più di lui rappresentativo nel campo delle radiocomunicazioni. La sua recente elezione a rettore della Università di St. Andrews è un sintomo del verdetto della storia. Fra cinquant'anni, nella radiotecnica, un nome sarà sopravvissuto: quello del suo fondatore.

Possiamo già ora ben comprendere le ragioni di ciò. L'arte della radio è basata su tre fattori principali:

— le scoperte e le invenzioni dei fisici,

— lo sviluppo della tecnica e le relative invenzioni per opera degli ingegneri,

— lo studio e il comando dei « canali dell'etere » per soddisfare le esigenze dei molteplici servizi di radiocomunicazione.

L'ultimo punto, che è il fattore più vitale dei tre, è soprattutto opera personale di Marconi. Egli ha allargato le tracce che i fisici avevano segnato e che gli ingegneri poi hanno consolidato. Mi sia permesso di ricordare come tutto ciò avvenne.

Nel 1895, quando Marconi fece i suoi primi esperimenti in Italia, egli lavorava solo sul margine di quello che si pensava fosse l'etere illimitato e lavorava per mezzo di radiazioni propagantisi — si credeva — in linea retta dal trasmettitore. Va ricordato che in quei giorni non si pensava allo strato di Heaviside. Nel 1896 Marconi venne in Inghilterra e fece esperimenti per il « Post Office » su distanze prima di 100 m, poi di 3 km. Egli stava ampliando la sua « presa » sull'etere. Nel 1897 fece esperienze su 5 km, poi su 7 e poi su 13; ma, poichè si adoperavano antenne sostenute da cervi volanti, le trasmissioni erano praticamente ottiche ed i risultati, per quanto si poteva giudicare in quell'epoca, erano spiegabili con la teoria accettata allora.

Egli tornò poi in Italia e potè trasmettere dalla Spezia all'incrociatore italiano « San Martino » sopra una distanza di 16 km. A questa distanza il bastimento era sotto l'orizzonte, i raggi dovevano dunque essersi piegati per un certo tratto. Marconi riconobbe

(1) Versione italiana del discorso pronunciato a Londra il 17 novembre 1934 alla sesta riunione annuale dei « Veterani di Marconi », membri delle Compagnie Marconi con oltre 25 anni di anzianità (Marconi Rev., 1934, 51, p. 1).

che il risultato non poteva essere spiegato dalla teoria e che non era quindi forse l'etere illimitato dell'intero spazio ad aver parte in queste trasmissioni. Tornò in Inghilterra ed effettuò una trasmissione su 50 km fra Bath e Salisbury, per la quale ricorse di nuovo all'adozione di un cervo volante. Stazioni di prova furono erette a Needles e Bournemouth ad una distanza, ancora ottica, di 23 km; ma furono poi effettuate comunicazioni fra Needles e un piroscafo distante più di 29 km, quindi sotto l'orizzonte.

Negli ambienti scientifici si era propensi a dubitare di questi risultati. Per dimostrare che si potevano stabilire comunicazioni sicure per un lungo periodo di tempo, Marconi istituì nel 1898 un servizio fra il battello faro di East Goodwin e South Foreland, su una distanza di 19 km. All'inizio del 1899 si poterono stabilire comunicazioni fra Wimereux e South Foreland su una distanza di 48 km, e nell'autunno dello stesso anno fu data la prima importante dimostrazione alla marina, con lo stabilire la comunicazione fra le tre navi « Alexandra » « Juno » ed « Europa » su una distanza di 120 km: tutte le navi si trovavano molto fuori di vista l'una dall'altra in fondali fino a 60 m. Con questa prova si dimostrò chiaramente, che i raggi non si propagavano in linea retta, ma seguivano la curvatura terrestre; di conseguenza l'etere interessato nelle comunicazioni doveva avere un'estensione limitata.

Marconi si decise a sottoporre tale questione ad una prova dirimente cercando di stabilire comunicazioni attraverso l'Atlantico; quindi, nonostante molte opposizioni, si cominciarono ad erigere nel 1900, a Poldhu, una ventina di torri alte 64 m, mentre un simile gruppo di venti torri, anch'esse di 64 m, veniva contemporaneamente eretto a Capo Cod nel Massachusetts. Impaziente di ottenere una ulteriore conferma alla sua tesi, nel febbraio del 1901, Marconi riusciva a comunicare fra Niton e il Lizard, distanti fra di loro 320 km e separati da uno spessore di terra della profondità di non meno di due km. Non vi poteva essere più dubbio, dopo questa prova, che i raggi si piegavano e che lo spazio interessato non era già indefinito, ma limitato, per qualche ragione, ad uno strato vicino alla superficie terrestre.

Il tempo cattivo venne allora in aiuto ai critici di Marconi: un furioso uragano abbattè le venti torri di Poldhu, e più tardi una bufera strappava anche quelle di Capo Cod. Marconi reagì a questo disastro imbarcandosi per San Giovanni di Terranova e facendo, nel cuore dell'inverno, un esperimento da quelle terre. Tutti ricordano come la sua antenna a cervo volante raccogliesse i famosi segnali *s*, emessi da Poldhu, il 12 e 13 dicembre del 1901 e come in tal modo egli riuscisse a dimostrare che la trasmissione radio seguiva la curvatura della terra. Questo fatto egli confermò poi, in modo da escludere ogni dubbio, nel 1902 ricevendo, sul piroscafo « Philadelphia », i segnali di Poldhu ad una distanza di 3400 km.

Alcuni mesi dopo l'esperimento fra Poldhu e S. Giovanni di Terranova, Kennelly negli Stati Uniti e Heaviside in Inghilterra suggerirono, che la presenza di uno strato conduttore di gas ionizzato nell'alta atmosfera potesse spiegare le grandi distanze di trasmissione ottenute da Marconi. Ma i fisici non furono capaci di

provarne teoricamente l'esistenza, quantunque molti tentativi fossero fatti da parte di Poincaré, Nicholson, Mac Donald e Love; finchè nel 1912 Eccles formulò un'ipotesi che fu accettata come spiegazione plausibile del fatto che la radiazione delle stazioni trasmittenti segue la curvatura della terra. In quell'epoca Marconi, sul piroscafo « Principessa Mafalda », riusciva a ricevere dall'Irlanda sopra una distanza di 6450 km di giorno e di 10.800 km di notte.

Dice Oliver Lodge in uno dei suoi libri, che Marconi ha anticipato l'arte della radio di oltre dieci anni. È questo un tributo alla sua intensa energia, alla sua iniziativa e alla sicurezza delle sue indagini nell'applicare le onde hertziane alla telegrafia; ma i fatti che ho appena citato dimostrano chiaramente che: se l'introduzione della radiotelegrafia a lunga distanza fosse dipesa non dai lavori sperimentali di Marconi, ma dalle idee dei fisici riguardo alla propagazione delle onde intorno alla superficie terrestre, i successi della radio sarebbero stati ritardati non soltanto di dieci, ma almeno di quindici e forse di venti anni.

Le inevitabili difficoltà che ostacolarono l'opera del pioniere nello stabilire un servizio continuativo attraverso l'Atlantico, indussero i consiglieri di Marconi a protestare contro ulteriori spese destinate alle trasmissioni a lunga distanza; ed a suggerire che l'attività di lui dovesse limitarsi ai vantaggiosi servizi fra navi e coste, quali erano quelli già stabiliti dalla « International Company » e dalla « Belgian Company », che si mostravano economicamente redditizi. L'obbiettivo perseguito da Marconi non era però soltanto quello di fare un buon affare; lasciò questo ai suoi soci e continuò le sue prove estendendo la portata delle radiocomunicazioni, sì da renderle un po' alla volta buone competitrici delle trasmissioni mediante cavi. Con l'andar del tempo la Compagnia Marconi stessa si convertì all'idea della trasmissione a lunga distanza e furono fatti molti progetti per collegare tutti i « Dominions » con la madre patria. Ritengo che Gray abbia elaborato, nel 1906, il primo di questi progetti; altri furono studiati da Vyvyan. Le distanze totali dovevano essere superate prima con tratte di 1600 km, poi di 3200, quindi di 9600, per arrivare infine alla trasmissione diretta. Si ritenne che la potenza assorbita dall'antenna ammontasse a circa 1000 kW e fu previsto un costo per stazione di oltre un milione di lire sterline; la lunghezza d'onda era dell'ordine di 30 km; le antenne dovevano essere portate da torri alte 250 m.

Quantunque occorresse tutta questa potenza, era ovvio che solo una piccola frazione della radiazione emessa veniva utilizzata in ricezione; si poteva dire, in modo figurato, che il collegamento coi « canali dell'etere » interessati era molto debole. Non c'è quindi da stupirsi se un eminente fisico — l'Eccles — osservasse, in quel tempo, che la radio aveva apparentemente raggiunto il punto di saturazione. Questo era vero per quanto riguardava l'uso delle onde lunghe, ma per il resto la situazione non fece che confermare Marconi nel suo primitivo punto di vista, quello di cercare un nuovo metodo per eccitare l'etere, che fosse più efficace per le grandi distanze.

Si arrivò così a quella meravigliosa serie di prove, eseguite nel

1923 e nel 1924 fra Poldhu e l'« Elettra », nella quale Franklin ebbe una parte così utile e che permise finalmente a Marconi di fare al « Post Office », a nome della sua Compagnia, l'offerta di stabilire le comunicazioni con i « Dominions » usando 1/50 di potenza, 1/20 di spesa ed una velocità di trasmissione almeno tre volte maggiore di quella possibile con le onde lunghe. L'offerta fu accettata, e tutti ricorderanno il successo straordinario dei servizi svolti dalle stazioni imperiali a fascio, con onde corte, fin da quando furono poste in esercizio; il volume del traffico salì rapidamente ad un livello inaspettatamente alto.

Con questi servizi per gli antipodi Marconi riuscì ad utilizzare assai bene lo strato di etere concentrico attorno alla terra, che interessa le trasmissioni radio. I servizi con onde a fascio sono stati il più grande successo della storia delle radiocomunicazioni e, sebbene l'etere sia ancora un campo aperto alle ricerche su trasmissioni con altri metodi, quali le onde ultracorte e le microonde, non è da prevedersi per questa via alcun risultato spettacoloso, paragonabile a quello ottenuto con l'introduzione delle onde a fascio, perchè l'uso di tali onde ha importanza commerciale soltanto quando sia applicato fra stazioni a distanza ottica fra di loro.

L'arte delle radiocomunicazioni è stata creata insieme con l'impianto della vasta rete di servizi radio, che si stende al giorno d'oggi su tutto il mondo; noi speriamo che il suo fondatore, il marchese Marconi, possa vivere a lungo per arricchire quest'arte con le sue future scoperte.

PIANO DI ORGANIZZAZIONE DEI RADIOFARI MARITTIMI IN ITALIA

SERGIO ROSANI

Una commissione internazionale, riunitasi a Bordeaux nell'aprile dello scorso anno, ha concretato un piano di accordo per l'organizzazione del servizio di segnalazione delle coste con radiofari, nelle zone del Mediterraneo occidentale e dell'Atlantico centro-orientale. Resi noti i principi di massima che sono stati seguiti nel progettare la nuova rete di stazioni, si descrive quella parte del lavoro che riguarda le coste italiane. Si forniscono inoltre alcuni dati sui primi impianti che sono attualmente in corso di esecuzione e che fra breve entreranno in servizio in località dell'alto e medio Adriatico.

1. — Il sistema di segnalazione a radiofari, creato in un primo tempo esclusivamente ad uso della navigazione aerea per dare ai piloti un mezzo di orientamento lungo le rotte ed in vicinanza degli aeroporti, è andato sempre più affermandosi anche nel campo della navigazione marittima per la necessità di garantire la sicurezza della navigazione, quando le avverse condizioni atmosferiche rendono invisibili la configurazione della costa e le segnalazioni dei fari luminosi. A questo scopo sono già in uso, da tempo, vari sistemi di segnalazione acustica, aerei e subacquei, ma essi non consentono la completa soluzione del problema, nel senso di sostituire completamente il segnale ottico, perchè, date le particolari caratteristiche di propagazione delle onde sonore, la distanza massima alla quale possono essere utilizzati è sempre molto limitata e, d'altra parte, la determinazione del rilevamento della stazione emittente può essere fatta con un'approssimazione che non è sufficiente ai bisogni della navigazione.

L'impiego delle onde elettromagnetiche consente di eliminare questi inconvenienti, ed offre inoltre la possibilità di individuare punti della costa anche a distanze maggiori della portata visiva dell'orizzonte.

Le prime applicazioni del metodo furono attuate con la sistemazione di estese reti di stazioni radiogoniometriche fisse, il cui scopo era quello di fornire, dietro richiesta, i rilevamenti ai mobili.

Il sistema presenta in pratica diversi inconvenienti, fra i quali principalmente un inevitabile ritardo nella segnalazione del punto, per cui si è trovato più naturale dare sviluppo al sistema inverso, cioè collocare a terra le stazioni radiotelegrafiche destinate a trasmettere speciali segnali ad intervalli di tempo stabilito e sistemare a bordo i radiogoniometri. Hanno così avuto origine queste particolari stazioni emittenti note attualmente col nome di radiofari.

Il loro principio di funzionamento, i vari tipi in uso e le diverse esigenze di questo servizio di segnalazione sono già stati resi noti in un precedente articolo comparso su questa rivista [1].

2. — Secondo le più recenti informazioni del « Bureau de l'Union Internationale des Télécommunications de Berne » (giugno 1934) la rete mondiale dei radiofari marittimi comprende 263 stazioni, delle quali 124 sono ubicate sul continente americano, 96 in Europa, 19 in Asia, 13 in Africa e 4 in Australia e nelle isole del Pacifico.

In Europa l'installazione dei radiofari è stata fino ad oggi curata quasi esclusivamente nei paesi nordici ove, per la frequente presenza di tempo nebbioso che rende invisibili le segnalazioni ottiche, e per la particolare natura dei fondali, si rende assai difficile la condotta della navigazione.

I buoni risultati ottenuti nel pratico impiego di questo sistema di segnalazione, ed il largo uso che oggi viene fatto su quasi tutte le navi da guerra e del commercio degli apparati radiogoniometrici, hanno spinto le nazioni interessate ad estendere la rete europea dei radiofari anche nelle zone meridionali. A questo scopo, una commissione internazionale si è riunita a Bordeaux, nell'aprile dello scorso anno, ed ha discusso il piano di organizzazione dei radiofari marittimi per il Mediterraneo occidentale e per l'Atlantico centro-orientale. Il progetto è stato concretato seguendo quei principi che furono già oggetto di studio nelle precedenti conferenze di Londra (1931), Parigi (1933) e Stoccolma (1933) per l'organizzazione dei radiofari del Nord Europa, e la cui bontà è stata ormai provata dall'esperienza. Tali principi di massima possono riassumersi come segue.

a) *Ubicazione e raggruppamento delle stazioni.* — L'ubicazione delle singole stazioni di segnalazione deve essere stabilita esclusivamente in relazione ai bisogni della navigazione; la loro riunione in gruppi deve essere fatta considerando l'utilità che in una stessa zona di mare i trasmettitori abbiano la medesima frequenza portante e siano invece diverse le frequenze di modulazione. Con questa disposizione l'operatore di bordo può rilevare i vari radiofari senza spostare la sintonia del ricevitore del radiogoniometro; la diversa nota del segnale ed il differente tipo di emissione danno la possibilità di riconoscere le varie stazioni.

b) *Portata dei radiofari.* — Anche la portata geografica delle stazioni deve essere evidentemente stabilita in relazione ai bisogni della navigazione. Si è concordato di definire come portata geografica di un radiofaro la distanza alla quale, operando con un radiogoniometro moderno, si ottiene il rilevamento con un'approssimazione di circa 6°, ciò che risulta sufficiente ai fini della navigazione. In conseguenza è stato stabilito che, al limite della portata geografica, il valore dell'intensità efficace del campo prodotto dall'onda modulata debba essere di 75 μV/m nelle regioni europee e di 100 μV/m nelle regioni extra-europee. Detto valore risulta dalla consi-

[1] G. MONTEFINALE: A. F., 1934, III, p. 673.

derazione che l'effettiva portata richiesta possa essere raggiunta per il 90 ÷ 95 % del periodo totale di funzionamento del radiofaro, ammettendo che per il rimanente tempo i disturbi atmosferici rendano inutilizzabile la stazione. Per la zona del Mare del Nord l'intensità del campo al limite della portata era stata fissata nelle precedenti conferenze internazionali a 50 μV/m; la commissione di Bordeaux ha considerato la maggior presenza di disturbi atmosferici che si verifica nelle zone meridionali e pertanto, per assicurare la stessa percentuale di funzionamento, ha aumentato il suddetto valore di campo.

La distanza alla quale la segnalazione può essere ricevuta è praticamente molto maggiore della portata geografica (circa 10 ÷ 15 volte), ma a tale distanza l'approssimazione che si può avere nella misura del rilevamento non è più sufficiente ai bisogni della navigazione. Occorre tuttavia tener presente questo valore della distanza massima raggiunta dai segnali in quanto esso limita la zona entro la quale un radiofaro può recare disturbo alla ricezione di altri radiofari vicini.

c) *Frequenza di lavoro dei radiofari.* — Gli studi svolti in questo campo ed i risultati ottenuti dalla pratica esperienza hanno dimostrato che, per evitare dannose interferenze fra i vari trasmettitori, conviene utilizzare il maggior numero possibile di onde e ridurre al minimo il numero di radiofari funzionanti sulla stessa frequenza. In conseguenza, data la ristretta gamma d'onde assegnate per questo servizio nella Conferenza di Madrid [2], si è reso necessario avvicinare quanto più è possibile le diverse frequenze utilizzabili.

Nelle riunioni di Londra, Stoccolma e Parigi, l'intervallo minimo di frequenza era stato fissato a 3 kHz; a Bordeaux si è esaminato il problema di ridurre maggiormente tale intervallo. A questa riduzione si oppone però in primo luogo il fatto che gli attuali trasmettitori impiegati nei radiofari non hanno una stabilità di frequenza estremamente grande; in secondo luogo la considerazione che le bande laterali generate dalla frequenza di modulazione, pur ammettendo questa completamente priva di armoniche, coprono già una gamma di frequenze fino a 2600 Hz e pertanto è stato stabilito di lasciare invariato l'intervallo minimo di 3 kHz. Nel fare l'assegnazione delle frequenze ai diversi impianti si è inoltre considerata l'opportunità, che i gruppi di radiofari, che lavorano su onde immediatamente vicine, siano distanziati nello spazio. Si è pertanto stabilito che le frequenze dei gruppi contigui differiscano di almeno 6 kHz.

Seguendo le disposizioni già concretate nel Regolamento generale delle radiocomunicazioni di Madrid, è stato previsto per i radiofari della zona geografica interessante gli accordi di Bordeaux,

---

(2) Per la regione europea i radiofari marittimi devono essere compresi nella gamma da 290 a 320 kHz e per le regioni extra-europee da 285 a 315 kHz; esclusivamente per i radiofari di tipo direzionale è permesso l'impiego di onde comprese nelle gamme fra 1500 e 1630 kHz e fra 1670 e 3500 kHz.

e situata a nord del 30° parallelo nord, l'impiego delle seguenti frequenze:

Onda *A* 291,5 kHz (1029,2 m)
Onda *B* 294,5 » (1018,7 m)
Onda *C* 297,5 » (1008,4 m)
Onda *D* 300,5 » (998,3 m) (riservata per esperienze)
Onda *E* 303,5 » (988,5 m)
Onda *F* 306,5 » (978,8 m)
Onda *G* 309,5 » (969,3 m)
Onda *H* 312,5 » (960,0 m)
Onda *J* 315,5 » (950,9 m)
Onda *K* 318,5 » (941,9 m).

Per la zona a sud del 30° parallelo nord le onde da impiegarsi sono quelle precedentemente dette da *A* a *H*, più le due seguenti:

Onda *A'* 288,5 kHz (1039,9 m)
Onda *A''* 285,5 » (1050,8 m).

d) *Frequenza di modulazione*. — La frequenza di modulazione è una caratteristica del radiofaro, in quanto un operatore abile può distinguere due emissioni fatte sulla stessa lunghezza d'onda, se esse risultano differentemente modulate.

Le prove già fatte hanno dimostrato che le frequenze armoniche sono difficilmente distinguibili fra loro; è stato quindi deciso di limitare la gamma delle frequenze di modulazione dei vari gruppi ad una sola ottava. Per la scelta dell'ottava da impiegare, alcuni propongono le note gravi, altri invece quelle acute. A questo riguardo si può osservare che le note acute sono in pratica più facilmente percettibili, specie quando i disturbi atmosferici risultano intensi, ma hanno lo svantaggio di allargare le bande laterali.

Allo scopo di lasciare agli enti da cui dipendono i singoli radiofari la possibilità di scegliere fra una nota di modulazione grave ed una acuta, la convenzione di Bordeaux si è limitata a fissare sei gruppi di frequenze come è indicato nella tabella I, attribuendone

TABELLA I.

Gruppo I	Gruppo II	Gruppo III	Gruppo IV	Gruppo V	Gruppo VI
335	376	423	475	525	600
670	752	846	950	1070	1200
1005	1128	1269	—	—	—

uno per ogni raggruppamento di tre radiofari. Tale assegnazione è stata fatta con il concetto di dare all'operatore di bordo la possibilità di discriminare facilmente radiofari appartenenti a gruppi di-

versi, quando lavorano sulla stessa lunghezza d'onda e sono geograficamente vicini. Le prove già eseguite hanno dimostrato che la differenza di frequenza che permette la migliore discriminazione è all'incirca il 25 % della frequenza più elevata. In conseguenza di tale risultato si è compilata la tabella II, dove sono indicate le com-

TABELLA II.

	Gruppo I	Gruppo II	Gruppo III	Gruppo IV	Gruppo V	Gruppo VI
Gruppo I			*	*		
Gruppo II				*	*	
Gruppo III	*				*	*
Gruppo IV	*	*				*
Gruppo V		*	*			
Gruppo VI			*	*		

binazioni dei gruppi di frequenze che, applicati a gruppi di radiofari funzionanti sulla stessa lunghezza d'onda, consentono la migliore utilizzazione del sistema di segnalazione.

e) *Durata dell'emissione dei segnali.* — Considerate le operazioni che devono essere eseguite per la ricerca e la misura del rilevamento di un radiofaro, è stato fissato di adottare una durata di emissione di due minuti. Stabilito questo dato si è preso in consi-

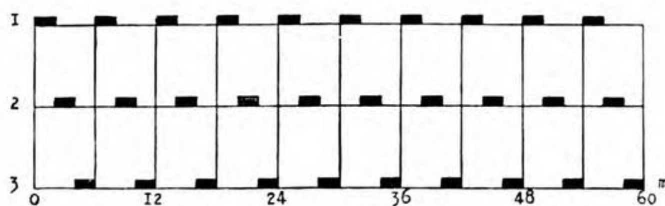


Fig. 1. — Periodo di funzionamento dei radiofari con tempo di nebbia.

derazione la periodicità con la quale si devono riprodurre le emissioni singole, e si è così giunti a distinguere il funzionamento del radiofaro con tempo chiaro da quello con tempo nebbioso.

Si è ammesso che in tempo di nebbia sia utile dare al navigante la possibilità di rilevare i punti di riferimento ogni sei minuti e ciò ha condotto a riunire i radiofari in gruppi di tre: ogni singolo trasmettitore funzionando con un periodo di emissione di due minuti, ed i tre apparati sostituendosi con permutazione cir-

colare in modo da avere un periodo complessivo di sei minuti (fig. 1).

Il funzionamento dell'apparato con tempo chiaro è stato considerato per il fatto che, come è stato già detto precedentemente, i radiofari hanno una portata maggiore di quella visiva dei fari e pertanto possono essere impiegati anche di giorno a grande distanza dalla costa. D'altra parte la possibilità di prendere il rilevamento col radiogoniometro allorquando il radiofaro è otticamente visibile, permette al navigante di familiarizzarsi con l'apparato e di verificarne il buon funzionamento.

In queste condizioni non è però necessario avere emissioni molto frequenti come nel caso di tempo di nebbia; è stato perciò stabilito un periodo di funzionamento come indicato dal grafico

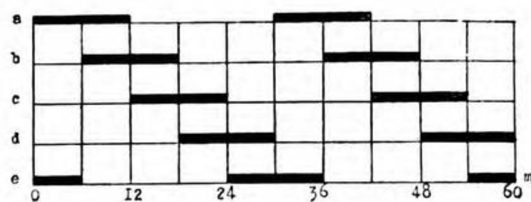


Fig. 2. — Periodo di funzionamento dei radiofari con tempo chiaro.

della fig. 2. Un gruppo di radiofari denominato *a* funziona nell'intervallo dei minuti 0-12 e 30-42 di ogni ora, un gruppo *b* nell'intervallo 6-18 e 36-48, e così via. Nei 12 minuti di lavoro ogni apparato trasmette i segnali caratteristici con il periodo prescritto per il tempo di nebbia.

f) *Tipo dell'emissione.* — L'emissione della durata di due minuti stabilita per ogni radiofaro è costituita da ripetizioni successive di un particolare segnale. Questo deve naturalmente comprendere alcune lettere distintive della stazione ed una serie di linee abbastanza lunghe per facilitare il rilievo radiogoniometrico. Si è ritenuto vantaggioso far ripetere le lettere distintive alla fine della serie di linee, per modo che l'operatore possa avere la conferma nella identificazione del radiofaro anche dopo aver preso il rilevamento. Infine si è stabilito un certo intervallo di silenzio alla fine dell'emissione affinchè, anche se gli orologi di comando dei diversi radiofari del gruppo che funziona sulla stessa lunghezza d'onda sono leggermente sfasati, le loro trasmissioni non si sovrappongano. In considerazione di ciò si è adottato il seguente tipo di emissione:

Nominativo della stazione (gruppo di due lettere ripetuto almeno tre volte)	durata	10^s
Serie di linee	»	30^s
Nominativo della stazione	»	10^s
Periodo di silenzio	»	10^s
		60^s.

g) *Radiogoniometri da impiegare.* — Stabilite le caratteristiche degli impianti di trasmissione, per garantire un buon funzionamento del servizio di segnalazione sono state dettate alcune norme per la scelta degli apparati radiogoniometrici da impiegare a bordo. È stato così fissato che i ricevitori devono essere atti a ricevere le onde persistenti, modulate o no, entro la gamma di frequenza 285-515 kHz (1053-583 m) e che la loro selettività deve essere tale da evitare i disturbi reciproci fra radiofari funzionanti su frequenze molto prossime. La commissione ha dichiarato che, a titolo di indicazione, sarebbe desiderabile avere un'attenuazione uguale o superiore a 2,5 decibel per le frequenze che differiscono di 1,5 kHz da quella di accordo, e di 30 decibel per quelle che differiscono di 3 kHz. Per frequenze che differiscono di più di 20 kHz l'attenuazione dovrebbe essere superiore a 60 decibel.

È stato inoltre stabilito, riguardo alla sensibilità, che l'ampiezza della zona di minimo, quando l'intensità efficace del campo dell'onda modulata del radiofaro sia di 50 μV/m, ed in assenza di disturbi, non oltrepassi 6°. Vi deve essere inoltre un dispositivo per permettere di ridurre a piacere la sensibilità.

L'errore di misura dovuto ad imperfezioni meccaniche non deve eccedere mezzo grado.

3. — Sulla base dei criteri esposti la commissione di Bordeaux ha concretato il piano di organizzazione dei radiofari marittimi nelle zone considerate, stabilendo il numero degli impianti e la loro ubicazione e assegnando a ciascuno di essi la frequenza portante, quella di modulazione, la portata, il nominativo e gli orari di emissione.

Per le coste italiane la rete di segnalazione è stata fissata in linea di massima secondo quanto è indicato nella fig. 3 e nella tabella III (3).

Il programma di lavoro, che deve essere ultimato entro il 1944, comprende l'attuazione di 41 impianti di radiofaro aventi portate variabili fra le 20 e le 200 miglia marine (37 a 370 km). Per portarlo a compimento occorre provvedere alla costruzione dei trasmettitori e dei macchinari ed alla scelta delle località per l'esatta ubicazione delle antenne in modo da soddisfare sia alle esigenze della navigazione, sia a quelle richieste per avere una regolare propagazione delle onde elettromagnetiche. L'opera è già stata iniziata sin dallo scorso anno e fra qualche tempo entreranno in funzione i primi trasmettitori di Venezia, Pola, Zara e Ancona.

È stato deciso di ubicare i radiofari nelle immediate vicinanze di un faro luminoso per dar modo ai naviganti di impiegare indifferentemente i due sistemi di segnalazione, e per abbinare la condotta dei due fari, ciò che permette una evidente economia nelle spese di esercizio. Si è curato che la località prescelta fosse pianeggiante, bassa sul livello del mare e libera da ostacoli naturali od

(3) Le ubicazioni degli impianti e le loro caratteristiche sono quelle stabilite in sede di accordo. Non è però da escludere che nell'attuazione della rete sia necessario, per esigenze di servizio, modificare alcuni dei dati fissati.

artificiali, che potessero modificare la forma circolare del diagramma di irradiazione. Il radiofaro di Venezia sarà sistemato accanto al fanale di Piave Vecchia; quello di Pola a Punta Peneda, all'estremità meridionale dell'isola di Brioni, e quello di Zara vicino al faro

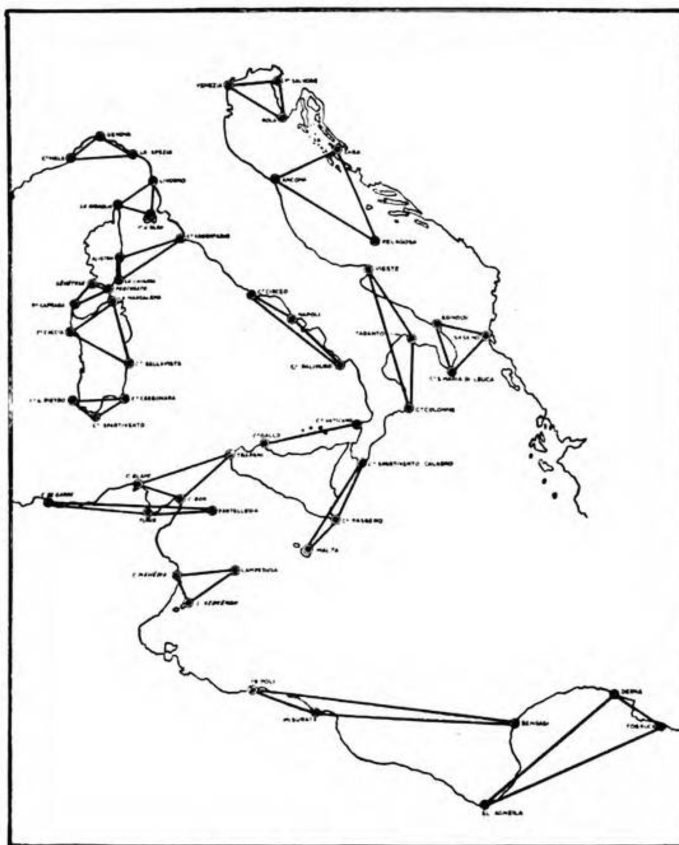


Fig. 3. — Rete dei radiofari italiani.

di Punta Micca. L'impianto di Ancona sarà ubicato nelle vicinanze del fanale di Senigallia, cioè circa 10 miglia più a nord della posizione fissata dall'accordo internazionale. Tale decisione è stata presa per evitare la presenza dell'altura di Monte Conero che avrebbe potuto generare deviazioni dannose nella propagazione delle onde.

Allo scopo di garantire maggiormente la regolarità del diagramma di irradiazione si è stabilito di impiegare come antenna un radiatore verticale (fig. 4) in acciaio a traliccio, alto 45 m, senza controventi ed isolato alla base con un sistema di cinque isolatori (fig. 5). In esso i quattro montanti della struttura poggiano sem-

TABELLA III.

Numero del gruppo	Ubicazione del radiofaro	Nominativo	Portata in miglia marine	Tempo di trasmissione	Frequenza dell'onda portante	Frequenza di modulazione (gruppo)	Orario di emissione con tempo chiaro
32	Capo Mele Genova Spezia	CM GV SZ	100 50 100	2 1 3	*E*	VI	*d*
33	Livorno *La Giraglia Isola d'Elba	LI GL PF	50 100 100	2 1 3	*K*	II	*d*
35	*Sénétose *Pertusato Punta Caprara	SE PU PC	100 20 200	1 2 3	*F*	III	*e*
36	*La Chiappa *Alistro Argentario	CP LR AN	100 100 200	3 2 1	*B*	V	*e*
37	Maddalena Capo Caccia Capo Bellavista	MN CI BL	100 50 200	1 2 3	*J*	I	*c*
38	Isola S. Pietro Capo Spartivento Capo Carbonara	IP SV CN	100 100 100	3 1 2	*A*	V	*d*
39	Capo Circeo Napoli Capo Palinuro	CZ NP PM	200 50 100	3 2 1	*G*	I	*b*
40	Capo Vaticano Capo Gallo	VN GA	100 100	2 3	*E*	IV	*a*

41	*Malta	GA	80	2	*J*	IV	*a*
	Capo Passero	PZ	200	1			
	Capo Spartivento Calabro	PV	200	3			
42	Capo Colonne	LN	200	2	*C*	VI	*e*
	Taranto	TN	50	1			
	Vieste	VS	100	3			
43	Capo S. Maria di Leuca	MC	100	3	*A*	IV	*e*
	Saseno	VO	100	1			
	Brindisi	BR	100	2			
44	Pelagosa	IO	100	1	*H*	IV	*c*
	Ancona	NA	100	3			
	Zara	ZA	100	2			
45	Pola	PO	50	1	*F*	V	*e*
	Venezia	VZ	50	2			
	Punta Salvore	SR	50	3			
46	Derna	DN	200	2	*B*	II	*b*
	Tobruch	TB	100	3			
	El Agheila	AH	100	1			
47	Bengasi	BG	200	3	*F*	VI	*b*
	Misurata	MS	200	2			
	Tripoli	TL	100	1			
48	*Iles Kerckenah	KR	100	3	*A*	II	*b*
	Lampedusa	LM	50	1			
	*Cap Mahédia	ME	100	2			
49	Pantelleria	PT	50	3	*H*	II	*d*
	*Tunis	TU	20	1			
	*Cap de Garde	GD	50	2			
50	*Cap Bon	BN	200	2	*C*	IV	*c*
	*Cap Blanc	BC	200	3			
	Trapani	FV	200	1			

* Radiofari francesi o inglesi.

plicemente sugli isolatori senza altro collegamento all'infuori di una spina che ne impedisce il movimento laterale. Gl'isolatori sono quindi destinati a resistere alla sola pressione verticale mentre l'intera azione di strappamento è sostenuta da un isolatore centrale ancorato al blocco di fondazione. Si ottiene così che la capacità elettrica totale del piede d'antenna verso terra sia molto piccola con evidente vantaggio nella distribuzione della corrente lungo l'antenna.

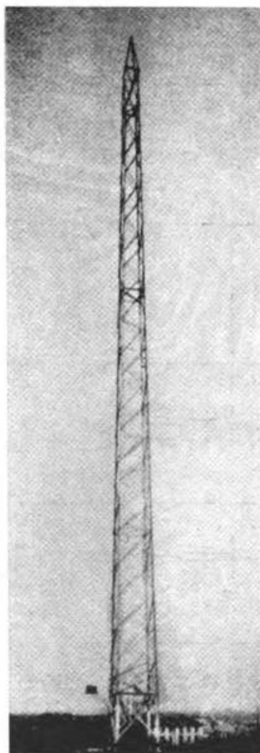


Fig. 4. — Radiatore verticale per radiofari.

Il pannello trasmettitore è stato studiato per rispondere a tutte le esigenze richieste. Se si considera che le località dove debbono essere sistemati i radiofari sono generalmente lontane da centri abitati, e qualche volta non troppo facilmente accessibili, e che non è possibile destinarvi personale specializzato, risulta evidente che gli apparati debbono essere di facile condotta e dare sicura garanzia di funzionamento. Con tale concetto sono stati costruiti i primi quattro trasmettitori che sono in corso di attuazione. Si attendono i risultati di un pratico periodo di funzionamento per stabilire il tipo di apparato da adottare in modo definitivo.

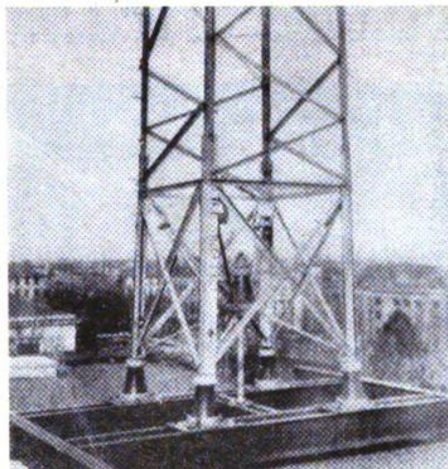


Fig. 5. — Particolare del sistema d'isolamento del radiatore verticale.

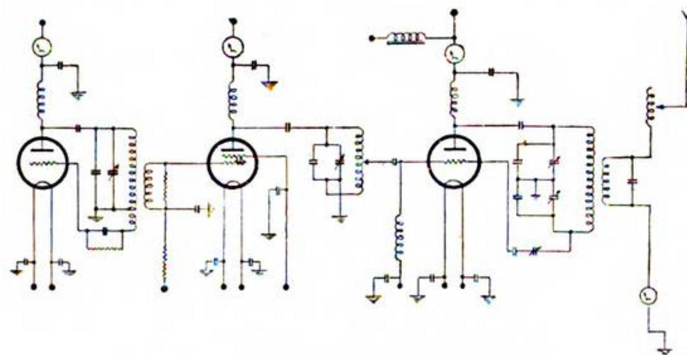


Fig. 6. — Schema elettrico del trasmettitore.

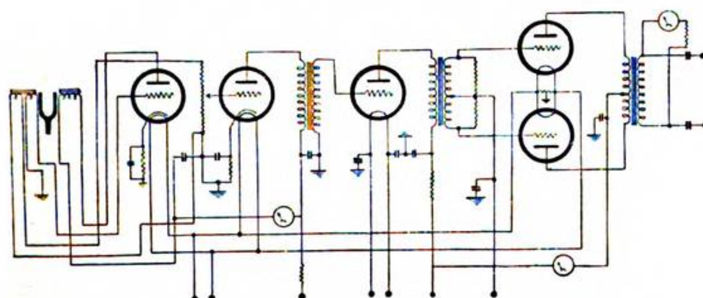


Fig. 7. — Schema del modulatore a frequenza acustica.

Lo schema elettrico del trasmettitore è rappresentato nelle fig. 6 e 7. La tensione alternativa ad alta frequenza viene generata

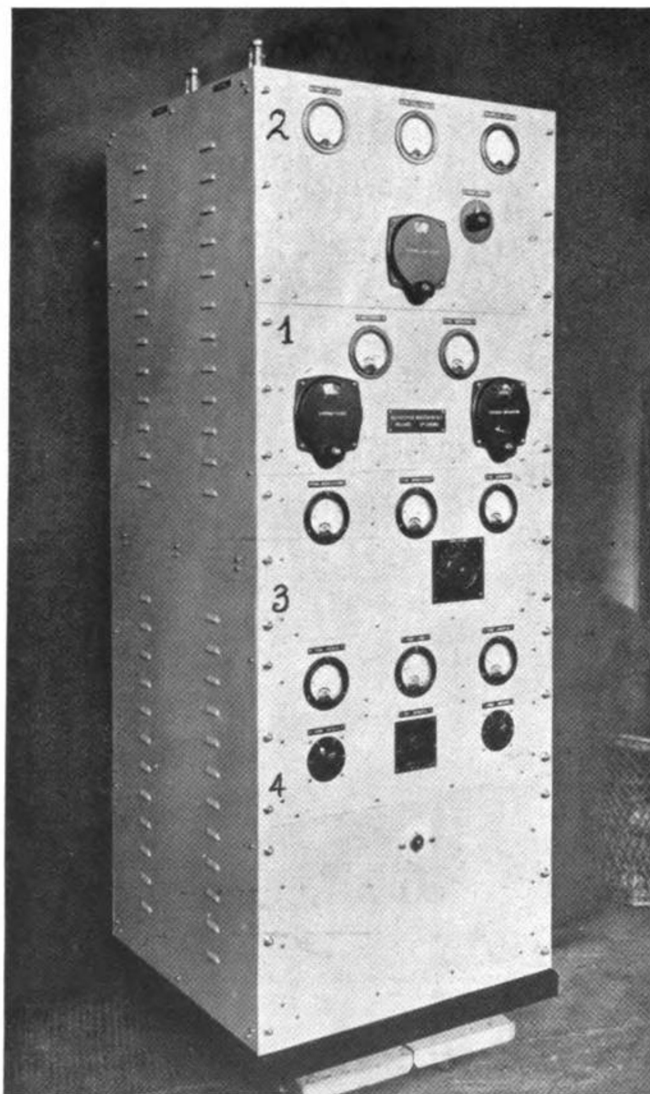


Fig. 8. — Trasmettitore per radiofari.

da uno stadio autooscillatore ed amplificata da un successivo stadio di potenza, accoppiato al primo per mezzo di un separatore con

tubo a griglia schermo. Questa disposizione permette di garantire una stabilità di frequenza sull'onda portante non inferiore ad 1 ‰.

L'attuazione dei singoli circuiti è stata accuratamente studiata in modo da ridurre al minimo la percentuale di armoniche. A tale

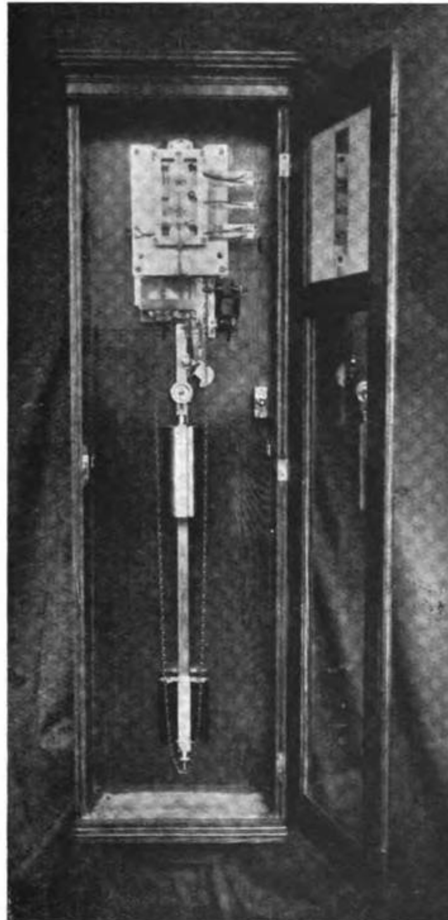


Fig. 9. — Orologio di comando per il funzionamento automatico di un radiofaro.

proposito si è stabilito che, ad una distanza di 3 miglia dal radiofaro, il campo prodotto dalle armoniche non deve superare l'1 ‰ di quello generato dall'onda portante. La modulazione viene fatta sul circuito anodico dello stadio finale e la tensione modulatrice, generata da un elettrodiapason e convenientemente amplificata, è

tale da permettere una percentuale di modulazione non inferiore al prescritto valore di 70 %. La stabilità della bassa frequenza è superiore ad 1 %.

L'alimentazione del trasmettitore è ottenuta con raddrizzatori a tubi a vapore di mercurio incorporati nel pannello; ciò allo scopo

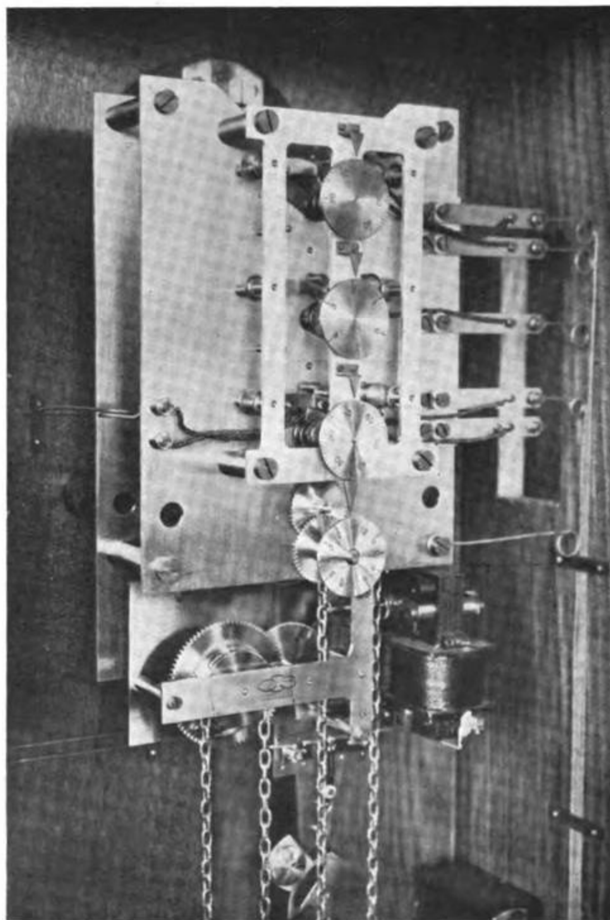


Fig. 10. — Particolare dell'orologio di comando.

di evitare l'impiego di macchine rotanti che complicherebbero l'automaticità e diminuirebbero la sicurezza di funzionamento dell'impianto.

Nell'insieme il trasmettitore si presenta come in fig. 8: un pannello oscillatore - separatore (1) con le manopole di comando

dei condensatori dei due circuiti accordati e con gli strumenti di controllo delle correnti anodiche dei tubi; un pannello amplificatore finale - circuito d'antenna (2) con la manopola del condensatore di accordo del circuito oscillatorio dell'ultimo stadio e con gli strumenti di controllo delle correnti anodica e di griglia e di quella di antenna; un pannello modulatore (3) ed uno alimentatore (4) con i relativi organi di regolazione e controllo. Le dimensioni del complesso sono state ridotte al minimo possibile per soddisfare alle esigenze di ubicazione, dato che negli attuali caseggiati dei fari luminosi non è possibile trovare molto spazio disponibile.

La manipolazione dell'apparato viene fatta sulla griglia del tubo amplificatore finale in modo che durante gli intervalli fra segnale e segnale resta soppressa l'emissione dell'onda portante. Un primo contatto manipolatore è comandato da un disco rotante a camme e serve per l'emissione del segnale caratteristico della stazione; un secondo contatto, manovrato da un altro disco a camme serve invece per l'emissione della serie di linee. I due dischi di comando sono calettati sull'asse di un motorino azionato a corrente alternata.

Uno speciale orologio a pendolo e peso motore (fig. 9 e 10), la cui carica avviene elettricamente, regola automaticamente il funzionamento del radiofaro, commutando periodicamente la linea di manipolazione sul primo contatto o sul secondo, oppure provocando lo spegnimento del trasmettitore durante gli intervalli di silenzio. Tale ritmo di commutazione è regolabile a mano e può assumere due valori distinti a seconda che si tratta di fare emissione per condizioni di tempo di nebbia oppure di tempo chiaro.

Durante i periodi in cui il radiofaro non emette segnali un apposito relè commuta automaticamente la presa di antenna mettendo questa a contatto con la terra. Viene così semplificata al massimo l'opera del personale, che non ha altro incarico che quello della sorveglianza saltuaria dell'apparato per constatarne il regolare funzionamento o per stabilirne il tipo di emissione in relazione alle condizioni del tempo.

Roma, febbraio 1935-XIII.
Ministero della Marina.

PROVE SU RADDRIZZATORI STABILIZZATI

MARIO FERRARIO

Si riferiscono i risultati di alcune prove eseguite su raddrizzatori stabilizzati a mezzo di tubi a scarica luminescente nel neon e di resistenze di ferro in atmosfera di idrogeno: sono state eseguite prove di stabilità della tensione di uscita e di variazione della tensione di uscita al variare di quella di entrata; sono stati rilevati alcuni oscillogrammi del transitorio dovuto a variazioni istantanee della tensione di entrata ed infine sono state eseguite prove di variazione della tensione di uscita al variare del carico utile erogato.

1. — Al fine di accertare il funzionamento ed i limiti di impiego dei raddrizzatori stabilizzati a mezzo di tubi a scarica luminescente nel neon, i quali trovano utile applicazione specialmente nel campo delle misure, è stata eseguita una serie di prove su due raddrizzatori di tale tipo, costruiti dal R.I.E.C.

Per i tubi a scarica luminescente nel neon, come è noto, la caratteristica corrente-tensione è assimilabile ad una retta quasi pa-

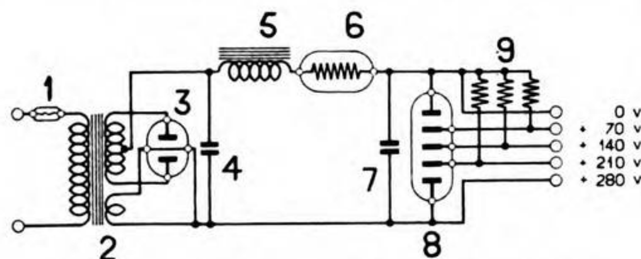


Fig. 1. — Schema elettrico del raddrizzatore stabilizzato.

1 - Fusibile.
2 - Trasformatore di alimentazione, rapporto 160/(2 × 470), e di accensione.
3 - Doppio diodo, tipo 80.
4 - Condensatore a carta, 2 μF.
5 - Induttanza a nucleo di ferro, 20 H, 250 Ω.
6 - Tubo regolatore tipo H 85-225/80.
7 - Condensatore elettrolitico, 8 μF.
8 - Tubo stabilizzatore, tipo STV 200/80A.
9 - Resistenze di innesco del tubo stabilizzatore, 0,3 MΩ.

rallela all'asse delle correnti; essi presentano una resistenza differenziale molto più piccola di quella reale, ossia, in altri termini, danno una caduta di tensione poco dipendente dalla corrente che li attraversa.

Si ottiene una maggior stabilizzazione ponendo in serie col tubo stabilizzatore un tubo regolatore, costituito da una resistenza di

ferro in atmosfera di idrogeno; la caratteristica corrente-tensione di questo tubo è assimilabile, nella zona di funzionamento, ad una retta quasi parallela all'asse delle tensioni; esso presenta una resistenza differenziale molto più grande della reale, ossia, in altri termini, esso mantiene quasi costante la corrente per un certo intervallo di tensioni applicate.

Lo schema del raddrizzatore impiegato, coi relativi dati elettrici, è rappresentato in fig. 1. Le tre resistenze del valore di 0,3 MΩ hanno la funzione di rendere facile l'innesco della scarica luminescente, la quale avviene successivamente nelle varie sezioni del tubo stabilizzatore.

2. — Per avere una sufficiente sensibilità nella lettura della tensione continua all'uscita del raddrizzatore, si è compensata questa mediante una batteria di accumulatori al ferro-nichel, la cui

Fig. 2. — Schema del circuito di misura.

R - Resistenza di regolazione della tensione di entrata del raddrizzatore.
P - Sistema potenziometrico per le variazioni istantanee della tensione di entrata del raddrizzatore.
R_s - Complesso del raddrizzatore stabilizzato.
R_u - Carico utile.
B - Batteria di accumulatori al ferro-nichel per la compensazione della tensione raddrizzata.
D - Commutatore.
E - Equipaggio mobile dell'oscillografo.
R_v - Resistenza voltmetrica dell'equipaggio mobile dell'oscillografo.
V_a - Tensione di entrata del raddrizzatore a frequenza industriale, 50 Hz.
V_c - Tensione continua all'uscita del raddrizzatore.
I_c - Corrente utile erogata.
V_b - Tensione della batteria di compensazione.
V_t - Tensione di taratura degli oscillogrammi.
f - Fusibile.

tensione si poteva supporre costante durante le prove, perchè il carico era costituito solo dal voltmetro o dall'equipaggio oscillografico (fig. 2).

Essendosi raggiunta in questo modo una elevata sensibilità, l'esecuzione delle misure veniva notevolmente disturbata dalle variazioni della tensione di rete; poichè le variazioni di frequenza della rete sono minori e più lente di quelle di tensione, per avere una tensione di entrata del raddrizzatore sufficientemente stabile,

lo si è alimentato attraverso un gruppo asincrono-sincrono, eccitando il generatore sincrono con tensione fornita da una batteria di accumulatori.

Lo schema del circuito di misura è indicato in fig. 2.

3. — Sono state eseguite le seguenti prove:

a) *Prove di stabilità della tensione di uscita.* — Partendo dal riposo, la tensione all'uscita del raddrizzatore, dopo un breve transitorio di circa 3 minuti primi, durante il quale aumenta di poco, va lentamente diminuendo, in misura diversa in relazione al carico utile erogato, per arrivare ad un valore stabile dopo meno di un'ora di funzionamento, cioè quando si è raggiunto il regime termico del tubo stabilizzatore (fig. 3). Nel diagramma si sono indicate con ΔV_c % le variazioni percentuali della tensione raddrizzata, riferite al valore iniziale.

Si ha diminuzione massima della tensione, del 5,65 %, per il carico utile nullo, condizione che corrisponde al massimo carico

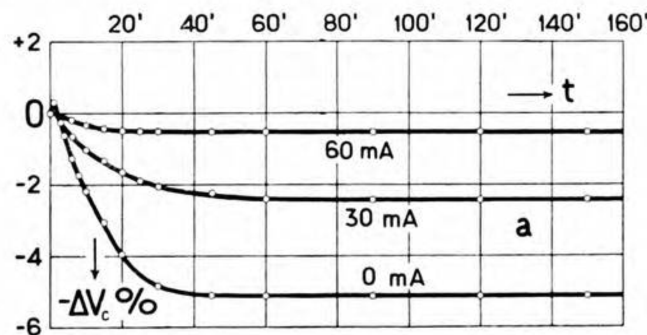


Fig. 3. — Stabilità della tensione di uscita del raddrizzatore.

del tubo stabilizzatore, perchè la totale corrente ammessa dal tubo regolatore lo attraversa. Corrispondentemente si ha diminuzione minima della tensione, del 0,55 %, per il carico utile di 60 mA, che è all'incirca il massimo ammissibile perchè il tubo stabilizzatore non si disinneschi. Il punto di disinnesco del tubo stabilizzatore non è ben definito, ma corrisponde, per uno stesso tubo, a valori del carico utile compresi fra 55 e 65 mA.

Nei diagrammi si sono contraddistinte con *a* le curve che si riferiscono al primo dei due tubi stabilizzatori provati, con *b* quelle che si riferiscono all'altro.

Il secondo tubo stabilizzatore, sul quale venne pure eseguita la prova di stabilità, diede diminuzioni di tensione alquanto maggiori, del 7,84 % all'1,84 %, rispettivamente per i carichi utili nullo e di 60 mA; l'andamento delle curve, che non si riportano, è del tutto simile a quello delle curve del primo tubo.

b) *Prove di variazione della tensione di uscita del raddrizzatore al variare della tensione di entrata.* — Si sono tracciate le curve

statiche della variazione percentuale ΔV_c % della tensione di uscita del raddrizzatore in funzione della variazione percentuale ΔV_a % della tensione di entrata (fig. 4); quest'ultima è riferita alla tensione normale $V_{an} = 160$ V e la prima ai valori di V_c corrispondenti a V_{an}.

Queste misure furono effettuate rilevando i punti mediante variazioni istantanee della tensione a partire sempre da quello normale; ciò era ottenuto mettendo in corto circuito una porzione del poten-

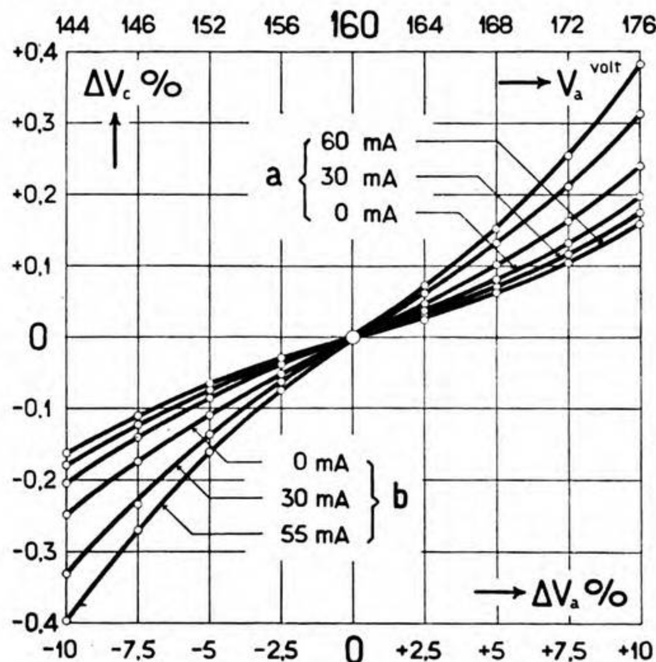


Fig. 4. — Variazione della tensione di uscita del raddrizzatore al variare della tensione di entrata.

ziometro di alimentazione, e le letture si eseguivano dopo alcuni secondi, essendo la durata del transitorio, dovuto a variazioni istantanee della tensione di entrata, di solo circa mezzo secondo, come si vedrà più avanti.

Con un carico utile di 60 mA si rilevò una diminuzione della tensione di uscita di 0,16 % per una variazione di — 10 % della tensione di entrata, con carichi utili minori si hanno cadute lievemente maggiori; le curve sono all'incirca simmetriche rispetto al punto di funzionamento a tensione normale, che si trova in un punto di flesso (curve *a*).

Il secondo tubo stabilizzatore provato presentò, in confronto con l'altro, variazioni alquanto maggiori al variare sia della tensione di

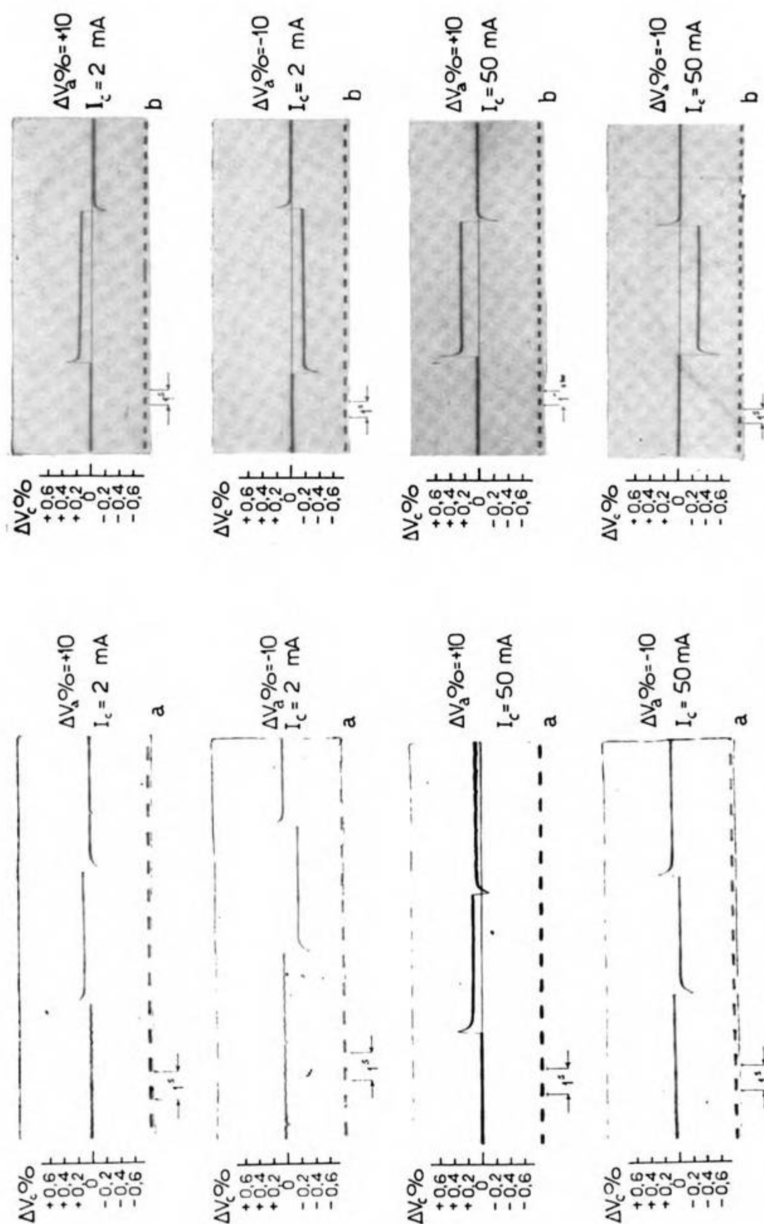


Fig. 5. — Oscillogrammi del transitorio dovuto a variazioni istantanee della tensione di entrata del raddrizzatore.

entrata, sia del carico utile, ed inoltre comportamento inverso relativamente alle variazioni di carico utile (curve *b*). Tale tubo fornisce, con il carico utile di 40 mA, una tensione raddrizzata V_c = 268 V, mentre il primo, nelle stesse condizioni, fornisce una tensione V_c = 281 V; solo questo esemplare rientra nei limiti di garanzia, secondo i quali, per questo tipo di tubi, col carico di 40 mA, la tensione V_c deve essere di 280 V con tolleranza ± 1,5 %.

c) *Prove oscillografiche.* — Essendosi notato, durante le precedenti prove, che la stabilizzazione di rapide fluttuazioni della rete risultava alquanto minore di quella che si sarebbe dedotta dalle curve statiche, si sono rilevati alcuni oscillogrammi per vedere la durata e l'ampiezza del transitorio dovuto ad una variazione istantanea della tensione di entrata (fig. 5).

Tutti gli oscillogrammi vennero rilevati per una variazione istantanea della tensione di entrata ΔV_a % = ± 10 e per diversi carichi utili, mettendo in corto circuito parte del potenziometro di alimentazione. Da essi si rileva che la durata del transitorio è di circa mezzo secondo e che la variazione massima di tensione è all'incirca doppia di quella di regime; in altri termini si ha, per le fluttuazioni rapide della tensione di alimentazione, una stabilizzazione circa metà che per le variazioni lente.

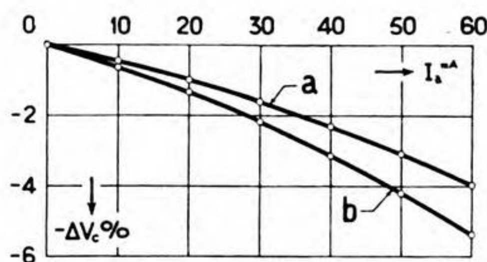


Fig. 6. — Variazione della tensione di uscita del raddrizzatore al variare del carico utile erogato.

In alcuni oscillogrammi si notano talune anomalie, e precisamente frequenti piccole diminuzioni di tensione senza carattere di periodicità, dovute probabilmente a scariche irregolari nell'interno del tubo stabilizzatore. Nel terzo degli oscillogrammi *a* invece, pur essendo tornati al valore normale della tensione di entrata, non si è ritornati al valore iniziale della tensione di uscita. Questi oscillogrammi, nei quali si hanno tali anomalie, sono dissimmetrici relativamente alle variazioni + e — della tensione di entrata; le anomalie si verificano raramente e solo in particolari condizioni.

d) *Prove di variazione della tensione di uscita del raddrizzatore in funzione del carico utile.* — I valori percentuali della variazione di tensione ΔV_c % (fig. 6) sono riferiti al valore di V_c corrispondente al carico utile nullo. Per un carico utile di 60 mA si arriva ad una ΔV_c % = — 3,98; la variazione della tensione non

è lineare (curva *a*). Anche in questa prova si rilevarono diminuzioni di tensione maggiori con il secondo tubo provato (curva *b*).

Tutte le prove vennero eseguite per il valore totale della tensione raddrizzata V_c = 280 V, perchè le tensioni parziali agli estremi delle altre sezioni del tubo stabilizzatore sono proporzionali ad essa e presentano quindi le medesime variazioni percentuali.

4. — Dalle prove sopra riferite si deduce che nel pratico impiego di questi raddrizzatori stabilizzati, quando sia richiesta una tensione molto stabile, e specialmente con carichi utili molto piccoli, occorre un periodo di avviamento di circa mezz'ora, perchè il tubo stabilizzatore raggiunga quasi la condizione di regime.

Le variazioni della tensione di uscita al variare di quella di entrata sono relativamente modeste, mentre invece sono più grandi quelle dovute a variazioni del carico utile erogato; infine si deve tener presente che la stabilizzazione delle rapide fluttuazioni della tensione di entrata è circa metà di quella che si ha per le variazioni lente di essa.

Livorno, gennaio 1935.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

RADIOTECNICA E RADIOINDUSTRIA IN ITALIA

GIANCARLO VALLAURI

Nel breve messaggio, che fu diretto ai radioascoltatori americani il 20 febbraio 1935 e di cui si riporta la versione italiana, vengono passati in sommaria rassegna alcuni aspetti dello sviluppo e dello stato attuale delle applicazioni radio in Italia.

Gli Stati Uniti d'America sono il paese ove la radioindustria ha raggiunto il suo massimo sviluppo, rivolgendosi ad un mercato di eccezionale ampiezza ed appoggiandosi ad un'attività scientifica e tecnica intensa e feconda. Gli stessi problemi, in iscala meno vasta ed in circostanze sotto certi aspetti più difficili, sono stati e sono affrontati dalle nazioni europee.

Spero possa riuscire di qualche interesse per i nostri connazionali residenti in America e per i nostri amici Americani ascoltare alcune notizie riassuntive sullo sviluppo della radiotecnica nella sua patria d'origine, cioè nella terra di Guglielmo Marconi.

Prima della grande guerra la radio era in Italia quasi esclusivamente nelle mani delle amministrazioni dello stato e particolarmente della R. Marina. Resterà invero nella storia della nuova conquista la collaborazione prestata al Marconi dalla marina da guerra italiana in tutte le fasi del suo lavoro di pioniere. Per opera della Marina le nostre lontane colonie del Mar Rosso e dell'Oceano Indiano furono assai per tempo collegate con la madre patria per mezzo di stazioni a scintilla situate a Coltano, a Massaua ed a Mogadiscio. Tutta la rete interna della vasta colonia somala fu, ed è tuttora, esclusivamente radiotelegrafica. Durante il conflitto mondiale il primo collegamento diretto fra l'Italia e gli Stati Uniti fu istituito mediante la stazione di Roma - San Paolo ad arco Poulsen, entrata in servizio nel 1917. In quello stesso periodo si rivolgeva da noi una intensa attività scientifica e tecnica allo studio dei tubi termoionici (già sperimentati in Italia per opera del de Forest parecchi anni prima) e fu data qui per la prima volta nel 1916 la teoria generale del comportamento dei tubi nei radiocircuiti, che aprì la via a sempre nuove applicazioni.

Per effetto di molte circostanze non fu possibile addivenire in Italia alla costituzione di un potente organismo nazionale, paragonabile alla « Radio Corporation of America » ed alle ben note grandi compagnie, aventi sede in Europa. Per conseguenza l'industria delle costruzioni radio, anche se si prescinde da quella dei ricevitori per radiodiffusione, che occupa un posto a sè, non è con-

centrata da noi in un solo organismo. La grande industria elettrica, che costituisce in certa guisa il substrato per la radioindustria, era stata in buona parte tenuta, prima della guerra, in uno stato di più o meno diretta soggezione ai grandi gruppi esteri. Solo dopo la guerra e con l'avvento del Fascismo uno sforzo potente è stato iniziato ed è in corso per rendere l'industria elettrica italiana indipendente da ogni ingerenza straniera. Di tale trasformazione si avvantaggerà sempre più largamente anche la nostra radioindustria.

Frattanto le amministrazioni di stato provvedono ancora largamente da sè ai propri bisogni, utilizzando e guidando varie ditte minori, ovvero appoggiandosi alle importanti officine che il gruppo Marconi possiede a Genova. Altre serie case italiane si sono impegnate in questo campo, mettendosi in grado di partire dal punto, in cui gli altri già sono arrivati, senza dover ricominciare ogni cosa da capo. Talune si sono specializzate con impegno e con successo nella produzione di particolari prodotti radiotecnici. L'avvento del regime corporativo favorirà certo e stimolerà l'armonico sviluppo di tutte queste iniziative.

Importanza sempre maggiore va acquistando l'industria dei ricevitori radiofonici, per effetto del continuo sviluppo dei servizi di radiodiffusione. Alcuni fattori, è vero, hanno agito ed agiscono in senso contrario ad un rapidissimo diffondersi degli apparecchi fra la massa della popolazione. Tali sono: le nostre raffinate esigenze estetiche in fatto di musica, le condizioni climatiche che non impongono per lunghi periodi dell'anno la vita raccolta intorno al focolare domestico, la situazione economica che esige ancora sacrifici e limitazioni, e via dicendo. Ciò spiega, perchè i radioabbonati siano ora in Italia non più di mezzo milione circa, su 42 milioni di abitanti. Ma ciò mostra anche quali possibilità di incremento ci siano riservate e quanto lontano sia il limite di saturazione del nostro mercato.

La costruzione dei radioricevitori si svolge ora in Italia con grande attività, grazie anche alla provvida iniziativa del Regime Fascista, che ha creato un apposito ente, l'Ente Radio Rurale, allo scopo di promuovere la diffusione della radio in tutte le scuole ed in tutti i centri di campagna e di montagna, anche i più lontani ed isolati. Ormai l'importazione di radioricevitori dall'estero è praticamente cessata e la nostra produzione può ben reggere al confronto della migliore straniera, anche se non può avvantaggiarsi di tutte le risorse della fabbricazione in grandi masse. La costruzione dei tubi riceventi è dal canto suo molto bene avviata e già si affronta quella dei tubi trasmittenti.

I servizi di collegamento con le colonie continuano ad essere affidati alla R. Marina che, mediante il centro di Roma (San Paolo), provvede altresì a mantenere il contatto con le navi da guerra dislocate in tutti i mari del globo.

Alle relazioni con le navi mercantili attende il Ministero delle Comunicazioni col suo centro di Coltano, presso Pisa, mentre i servizi di bordo sono curati da un'apposita società, la Radio Marittima.

I collegamenti telegrafici e telefonici commerciali con le due Americhe, con i principali stati di Europa (a sussidio o in sostituzione del servizio su filo), con l'Egitto, col Levante e con l'Estremo Oriente sono affidati in concessione alla Società Italo Radio, che ha i suoi trasmettitori nel centro di Roma - Torre Nuova ed i ricevitori a Roma - Malnome. Essa lavora in stretto contatto con la Società Italcable, proprietaria di cavi oceanici, tra cui quello fra l'Italia e il Sud America. La Italo Radio costruisce i suoi trasmettitori nelle proprie officine con i criteri più moderni ed ha avuto recentemente pieno successo nell'iniziare il servizio telefonico diretto Italia - Giappone.

Ai servizi di radiodiffusione provvede l'Ente Italiano Audizioni Radiofoniche (E.I.A.R.), cui il Governo Nazionale dedica le cure e l'interessamento più vivi. Esso ha rapidamente dotato il nostro paese di una fitta rete di stazioni trasmittenti a onda media: Roma, Torino, Milano, Bolzano, Trieste, Genova, Firenze, Napoli, Bari, Palermo. Nelle principali città si hanno due stazioni, che trasmettono contemporaneamente programmi diversi. A Roma funziona in più anche la stazione di Prato Smeraldo (attraverso la quale avviene la presente trasmissione), attrezzata per quattro diverse onde nel dominio delle onde corte e dotata di antenne direttive per le trasmissioni d'oltremare. Anche l'E.I.A.R. ha officine proprie di costruzione, e importanti laboratori di ricerche, in cui fra l'altro, al pari di quanto stanno facendo anche altre ditte italiane, si lavora attivamente al problema della televisione. L'E.I.A.R. dispone inoltre di grandi e modernissimi auditori, ed ha in corso importanti ampliamenti e nuovi impianti grandiosi. Fra questi sono in costruzione la quarta stazione a Roma, che sarà fra le più potenti di Europa, e una stazione da 50 kilowatt, anch'essa completamente nuova, a Bologna.

Tutto il movimento industriale, così nel campo della radio come in ogni altro settore, si svolge con ritmo sempre più celere mediante forze finanziarie ed attività intellettuali, prettamente italiane. La Società Italo Radio e l'E.I.A.R., non meno che tutte le ditte costruttrici di materiale radio, sono società anonime, cioè società private; ma il Governo Fascista tutto sorveglia, stimola ed armonizza, così da evitare ogni dannoso contrasto, ogni sperpero di ricchezza o di energia. Un saggio ed ormai totale controllo dell'attività bancaria assicura alle industrie sane i mezzi finanziari di cui abbisognano, mentre si provvede a coltivare con ogni cura le forze intellettuali, ad incoraggiarle e a moltiplicarle, ottenendo frutti evidenti.

L'insieme delle attività culturali e scientifiche è guidato dal Consiglio Nazionale delle Ricerche, che è presieduto da Guglielmo Marconi ed ha appositi reparti sia per le costruzioni elettriche in genere, sia per le comunicazioni elettriche in particolare.

Le Amministrazioni dei Telegrafi, della Guerra, della Marina, dell'Aeronautica hanno ciascuna appositi laboratori di ricerca e di costruzione, che si mantengono in stretto contatto fra loro e con gli istituti delle Università e delle Scuole d'Ingegneria. Il più noto

all'estero è forse l'Istituto della R. Marina fondato in Livorno durante la guerra, che ha frequenti relazioni con enti similari stranieri e particolarmente americani. Molti lavori ivi compiuti, quali ad esempio quelli sulle misure di campi elettromagnetici, sulle determinazioni assolute di frequenza, e più recentemente sulla teoria e sulla tecnica delle microonde, sono venuti a conoscenza del pubblico americano attraverso gli autorevoli « Proceedings of the Institute of Radio Engineers ». Nè mancano in America i lettori della rivista italiana «Alta Frequenza», che mira a valorizzare la migliore produzione nostra in questo campo. Partecipa a tale attività una schiera di giovani appassionati e volonterosi, fra i quali più d'uno ha avuto modo di studiare e di lavorare nelle università e nelle industrie americane, grazie alle borse di studio Alessandro Volta, istituite nel 1927 dalla benemerita « Italy - America Society ».

Il movimento è destinato ad intensificarsi e a dare sempre maggiori frutti, perchè il Governo Fascista ha recentemente deciso la fondazione in Torino di un Istituto Elettrotecnico Nazionale, cui si cercherà di dar vita effettiva nel più breve termine possibile. Esso non potrà non comprendere un reparto importante per le alte frequenze e per la radio e sarà naturalmente condotto a stringere nuovi legami con il mondo scientifico e tecnico americano.

Se oggi mi è dato di inviare, anche a nome del nuovo istituto, questo messaggio ai connazionali ed agli altri amici, che ho l'onore di contare in America, oso sperare che non sia tanto lontano il giorno in cui potremo, ancora una volta per merito del nostro Marconi, tenere a distanza riunioni scientifiche e tecniche, metterci a vicenda al corrente degli studi cui attendiamo e discuterne proficuamente i risultati, con perfetto spirito di amicizia e di collaborazione.

DECIMA RIUNIONE PLENARIA DEL COMITATO CONSULTIVO INTERNAZIONALE TELEFONICO (C.C.I.F.)

Vengono riassunte le principali decisioni prese dal C. C. I. F. nella sua decima riunione plenaria a Budapest, in merito alle protezioni delle linee, alla trasmissione telefonica, alle unità ed ai metodi di misura.

La riunione plenaria del C.C.I.F. tenuta dal 1° al 10 settembre 1934 a Budapest si presentava particolarmente importante, perchè al comitato era stato conferito l'incarico di rinnovare il ben noto « Libro Rosso », contenente le prescrizioni internazionali relative alla telefonia a grande distanza.

Il « Libro Rosso » venne emanato nel 1931 in occasione dell'assemblea plenaria del C.C.I.F. a Parigi. Dopo quella data notevoli progressi tecnici sono stati compiuti tanto dal punto di vista dell'esercizio quanto da quello della costruzione degl'impianti, per modo che era vivamente sentita la necessità di aggiornare le norme di esecuzione e di esercizio degli impianti per la telefonia a grande distanza.

Basti ricordare al riguardo sia l'impiego delle correnti ad elevata frequenza richiesto dalla radiotelefonia e dai sistemi a correnti vettrici, sia l'estensione del sistema automatico alla telefonia a grande distanza. Inoltre la telegrafia si è accomunata alla telefonia con trasmissioni simultanee e ciò richiede che le installazioni telefoniche abbiano particolari requisiti.

La riunione di Budapest coincideva col decennio della fondazione del C.C.I.F.; le si volle dare perciò particolare solennità a riconoscimento delle benemerenze del comitato e della importanza della telefonia.

In conseguenza dei suoi rapidi e grandiosi sviluppi la telefonia internazionale richiede necessariamente un contatto intimo e frequente tra le amministrazioni dei vari paesi, anche perchè si tratta di un servizio di speciale delicatezza, a cagione della molteplicità delle lingue usate in Europa e della circostanza che la telefonia fa capo direttamente al pubblico. Per soddisfare a tali esigenze venne costituito nel 1924 il C.C.I.F.

L'assemblea plenaria, che fino al 1932 si convocò ogni anno, e poi ogni due anni, riunisce i rappresentanti ufficiali delle amministrazioni e delle società concessionarie private che hanno aderito al comitato. Per opera di esso la tecnica della telefonia a grande distanza viene elaborata in ogni particolare da specialisti di alto valore posti fra loro a contatto, con larghe possibilità di

studio e di esperimento. Còmpito dell'assemblea è di esaminare, accettare, respingere o modificare i rapporti presentati dalle commissioni dei relatori, che hanno studiato le questioni proposte dall'assemblea precedente. Su ogni questione definitivamente trattata si procede alla deliberazione in base a voto di maggioranza.

Tra le istituzioni che sono sorte per iniziativa del C.C.I.F. sono particolarmente da segnalare il laboratorio, che conserva il campione europeo di riferimento telefonico S.F.E.R.T. (Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento Telefonico) e compie le tarature dei campioni secondari, e la C.M.I. (Commissione Mista Internazionale per le esperienze sulla protezione delle linee di telecomunicazione contro i fenomeni induttivi e contro le corrosioni), che riunisce nello stesso ente così i rappresentanti dei servizi telefonici, del gas, dell'acqua potabile, come gli esercenti degli impianti elettrici a correnti forti. Si sono pure strette relazioni col C.C.I.T. (Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico) e col C.C.I.R. (Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni) per le questioni comuni.

Le questioni affidate alle singole commissioni incaricate di riferire alla riunione plenaria di Budapest erano le seguenti:

I - Protezione delle linee telefoniche contro l'azione perturbatrice degli impianti di trasmissione dell'energia.
II - Protezione dei cavi telefonici contro la corrosione dovuta alla elettrolisi, ovvero alle azioni chimiche.
III - Trasmissione telefonica e manutenzione.
IV - Sistemi di riferimento e di misura per la trasmissione telefonica (S.F.E.R.T.).
V - Coordinamento fra radiotelefonia e telefonia.
VI - Traffico.
VII - Tariffìcazione.
VIII - Simboli.

Sulla base dei rapporti delle commissioni (preparati in seguito alle varie riunioni preliminari, fra cui particolarmente importante quella che ebbe luogo a Stoccolma il 4 e il 5 giugno 1934) e dell'esito dei dibattiti, l'assemblea di Budapest approvò il nuovo testo del libro di norme.

Gran parte del lavoro compiuto è stata dedicata a questioni particolari e non potrebbe essere utilmente riassunta. Sono tuttavia da segnalare alcune decisioni di speciale importanza, riguardanti le moderne tendenze della telefonia.

1. - Protezioni.

Influenza perturbatrice delle trasmissioni di energia. — Venne preso in particolare esame l'effetto dei raddrizzatori a vapori di mercurio a griglia di controllo, e fu raccomandato lo studio (in unione con le organizzazioni dei costruttori di macchinari e degli esercenti di distribuzione di energia) degli effetti provocati dai raddrizzatori sulle reti trifasi di alimentazione e da queste sulle

linee telefoniche parallele. I nuovi impianti di corrente continua ad alta tensione meritano anch'essi attento studio per evitare che, specie nel caso di ritorno a terra, essi provochino disturbi alle comunicazioni telefoniche.

Da un lato i sistemi di costruzione, di regolazione e di protezione così degl'impianti di energia, come di quelli telefonici si sono perfezionati; ma d'altro lato si è accresciuta la delicatezza dei moderni circuiti telefonici ed è sorto il pericolo di nuovi disturbi per effetto dei tipi nuovi di impianti di energia ora ricordati. Queste circostanze hanno posto in evidenza, che la edizione 1930 delle « Direttive sulle disposizioni da prendere per proteggere le linee telefoniche contro la influenza perturbatrice degli impianti a corrente forte e ad alta tensione » è da modificare e da completare, e venne affidato ad una speciale commissione, nella quale saranno rappresentate anche le industrie della distribuzione e della trazione elettrica, di redigere il nuovo testo.

Riduzione della intelligibilità per effetto dei disturbi. — Il quesito proposto alla commissione era quello di precisare, quale è la riduzione di intelligibilità ammissibile nei circuiti telefonici per effetto dei rumori indotti dagli impianti di energia elettrica, ed a quanto ammonta il corrispondente valore della *tensione di rumore*.

Stabilito, che la massima riduzione di intelligibilità ammissibile sia del 5 % complessivamente (cioè per effetto sia dei disturbi dovuti alle correnti forti, sia della diafonia, sia dell'eco, sia infine di altre cause), si è proposto di sostituire alla denominazione « tensione di rumore » l'altra « forza elettromotrice psofometrica », poichè si tratta in realtà di una f.e.m. perturbatrice indotta nella linea telefonica. Si è convenuto di misurare obiettivamente tale tensione mediante uno psofometro.

Nei riguardi di questo apparecchio, si è discussa e modificata la curva dei coefficienti da attribuire alle diverse frequenze della f.e.m. indotta, in ragione della loro diversa azione perturbatrice. Lo strumento di misura deve essere graduato in modo che, quando si applica ai morsetti dello psofometro una tensione a 800 Hz, la lettura dello strumento indichi la tensione applicata espressa in millivolt. Poichè lo psofometro usato dalla « American Telephone and Telegraph Co. » è graduato invece in decibel rispetto ad un rumore di riferimento di 1 microwatt a 1000 Hz, è stata calcolata la tabella di conversione per rendere confrontabili le sue indicazioni con quelle del nuovo psofometro.

Ancora allo studio è il problema della determinazione del valore della f.e.m. psofometrica ammissibile nei circuiti telefonici.

Influenza della dissimmetria dei circuiti. — La questione, nonostante gli studi ad essa dedicati, non è stata ritenuta matura per dar luogo a decisioni di carattere generale.

Si è adottata la seguente nuova definizione: se Z_a e Z_b sono le impedenze che si possono misurare ad una estremità di una linea

tra i conduttori *a* e *b* di questa linea e la terra, si denomina grado di dissimmetria risultante dalle impedenze rispetto alla terra la espressione :

$$u = \frac{Z_a - Z_b}{(1/2)\ (Z_a + Z_b)}\ .$$

Protezioni diverse. — Vennero considerati da una particolare commissione i progetti contro i colpi (*choc*) acustici a danno delle operatrici telefoniche, stabilendo che i sistemi a *coherer* hanno dato i migliori risultati, mentre quelli ad elementi rettificanti ed a parafulmine, per quanto largamente in uso, debbono essere ulteriormente studiati e perfezionati.

Un'altra questione da risolvere era quella di stabilire « le condizioni alle quali dovrebbe soddisfare un dispositivo ideale di protezione contro gli effetti delle scariche atmosferiche e contro i pericoli di induzione e di contatto delle linee di energia elettrica ». Riconosciuto che nessuno dei dispositivi proposti risponde esattamente alle condizioni alle quali dovrebbe soddisfare un « dispositivo ideale di protezione », la questione venne lasciata allo studio, decidendo intanto che un'accurata descrizione dei sistemi in uso sia inserita negli atti della riunione.

Per quanto riguarda la protezione dei cavi contro le corrosioni, fu adottata la sospensiva circa l'unica questione in esame, riguardante la convenienza dell'uso di una guaina di composti di cellulosa in luogo della guaina di piombo sui cavi telefonici, e vennero proposte alcune nuove questioni, relative alla protezione dei cavi sotterranei contro le corrosioni, fra cui l'impiego dei drenaggi elettrici in base ai risultati ottenuti in Italia. Fu pure proposta la questione della migliore lega da usare per la guaina dei cavi telefonici soggetti a vibrazioni meccaniche.

2. - Trasmissione telefonica.

Ipsometri, ipsografi e psofometri. — Sono state fissate le caratteristiche degli ipsometri e ipsografi, aventi lo scopo rispettivamente di misurare e di registrare automaticamente l'equivalente ed il livello telefonico.

Tali caratteristiche sono le seguenti : *a*) zona di frequenze da 30 a 10.000 Hz ; *b*) legge di successione delle frequenze nel tempo : lineare da 30 a 100 Hz, logaritmica da 100 a 10.000 Hz ; *c*) durata di emissione di una ottava della frequenza di misura 15 secondi ; *d*) modo di identificazione delle frequenze : un segnale di partenza (1300 Hz, 1,4 secondi) è trasmesso dalla stazione trasmettente 6,5 secondi prima di cominciare ad inviare sulla linea la frequenza 30 Hz ; *e*) impedenza del generatore 600 Ω, potenza 1 mW.

Vennero ancora date istruzioni e prescrizioni per l'uso dello psofometro ; il quale deve comprendere un sistema filtrante unito ad uno strumento di misura. Le sue caratteristiche debbono essere tali

che, applicando all'entrata una tensione alternata di frequenza determinata, il valore indicato dallo strumento di misura sia proporzionale al coefficiente (peso) attribuito all'effetto acustico di questa frequenza. Una tabella ed alcuni grafici indicano i coefficienti o pesi da attribuire alle diverse frequenze nei riguardi del loro effetto perturbatore (fig. 1). Posto eguale a 1000 il peso relativo alla

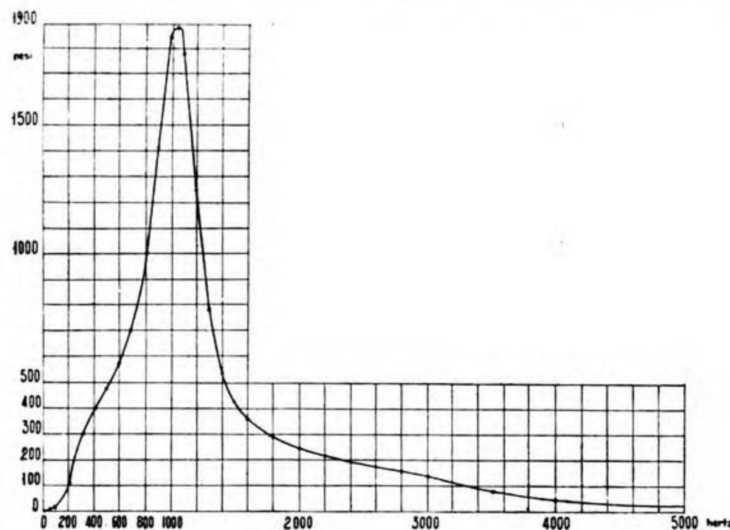


Fig. 1. — Valori relativi degli effetti perturbatori medi delle diverse frequenze, a parità di tensione.

frequenza 800 Hz, quello relativo alla frequenza 16 è appena 0,115, quello corrispondente alla frequenza 1050 è 1880 (massimo), ed infine quello per la frequenza 5000 è soltanto 19.

Poichè gli effetti perturbatori in un circuito interurbano hanno importanza diversa, secondo che si tratta di un circuito utilizzato per la telefonia commerciale ovvero di un circuito usato per le trasmissioni radiofoniche, venne messa allo studio la determinazione della scala dei pesi per questo secondo caso.

La fig. 2 rappresenta il grafico, desunto sperimentalmente, dei valori della tensione psofometrica limite in funzione dell'equivalente totale all'estremità di un circuito interurbano. Se ne rileva come, ad esempio, per un circuito a grande distanza avente un equivalente totale di 3,2 neper (2,3 per il sistema emettente nazionale + 0,5 per il collegamento a lunga distanza + 0,4 per il posto d'abbonato ricevitore) la tensione psofometrica da ammettere sarebbe di 1,7 mV.

Zona di frequenze competente alla trasmissione telefonica. — La questione della zona di frequenze da riservare alla trasmissione telefonica è stata studiata sperimentalmente al Laboratorio S.F.E.R.T.

In base a tali studi il comitato ha deciso di raccomandare che un circuito interurbano a quattro fili possa trasmettere effettivamente una banda di frequenze da 300 a 2600 Hz. (Una frequenza è considerata effettivamente trasmessa, se l'equivalente di trasmissione per tale frequenza non differisce più di un neper dall'equivalente riferito a 800 Hz). Il limite superiore non è stato fissato sopra

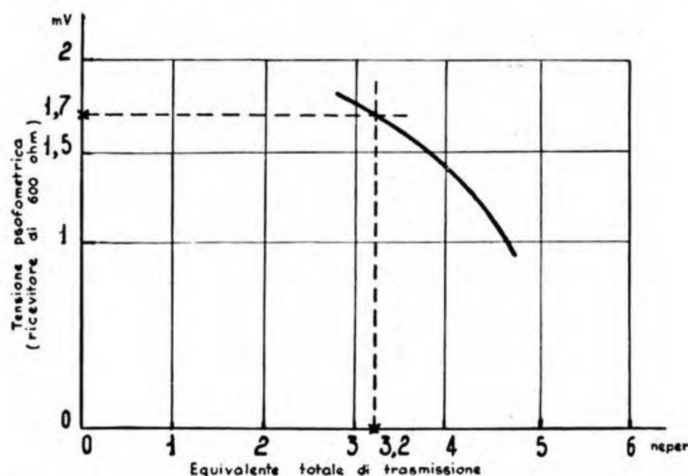


Fig. 2. — Tensione psofometrica limite in funzione dell'equivalente totale di trasmissione.

2600 Hz allo scopo di favorire l'utilizzazione della zona superiore per altre comunicazioni telegrafiche o telefoniche. Venne anche stabilito che i circuiti a due fili siano da impiegare solo per distanze a volo d'uccello non superiori a 300 km.

Influenza dei disturbi. — La tensione psofometrica viene definita come la forza elettromotrice di una sorgente avente una resistenza interna di 600 Ω e reattanza interna nulla, la quale, collegata direttamente al ricevitore, dia luogo a una corrente sinoidale a 800 Hz, atta a produrre un disturbo eguale a quello da misurare. Nella fig. 3 è indicato, sotto la forma di una diminuzione di equivalente di trasmissione, come venga ridotta la qualità della trasmissione per effetto dei disturbi.

Limiti pratici dell'equivalente di trasmissione del sistema trasmittente e del sistema ricevente nazionale in una comunicazione internazionale fra due abbonati. — Tale importante questione, che costituisce la base dei progetti degli impianti di telefonia a grande distanza, ha condotto alle seguenti precisazioni: in una comunicazione telefonica internazionale tra due abbonati situati all'interno dello stesso continente, l'equivalente di trasmissione del sistema

emittente nazionale non deve superare 2,3 neper (20 decibel) e l'equivalente di trasmissione del sistema ricevente nazionale non deve superare 1,8 neper (15,6 decibel); è desiderabile che nuove installazioni abbassino tali limiti rispettivamente a 1,75 neper (15 decibel) e 1,45 neper (12,5 decibel).

Si definisce *sistema emittente nazionale* l'insieme costituito dal posto dell'abbonato che parla e dalla catena delle linee e degli organi d'ufficio che collegano questo posto alla *origine convenzionale di transito* del circuito internazionale; e *sistema ricevente na-*

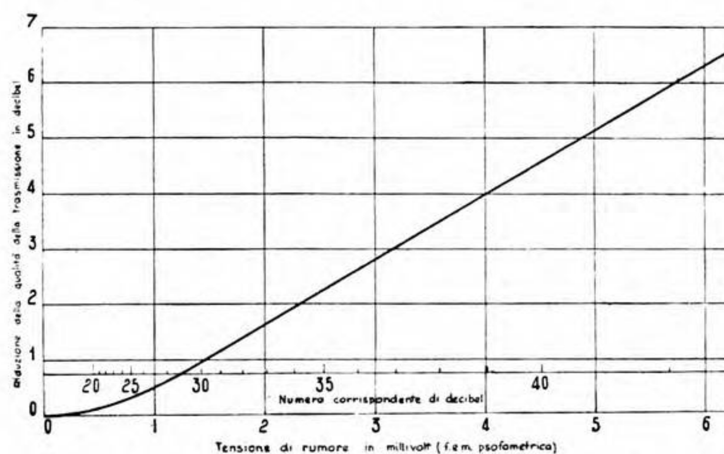


Fig. 3. — Riduzione della qualità della trasmissione per effetto dei rumori di circuito.

zionale l'insieme costituito dal posto dell'abbonato che ascolta e dalla catena delle linee e degli organi d'ufficio che collegano questo posto alla *estremità convenzionale di transito* del circuito internazionale.

L'equivalente del servizio di transito di un circuito internazionale a quattro fili deve avere per la frequenza di 800 Hz un valore di 0,3 neper, ed è ammessa una variazione di ± 0,2 neper; per un circuito a due fili l'equivalente deve essere di 1 neper con tolleranza di ± 0,3 neper. Le fig. 4 e 5 indicano il limite superiore dell'equivalente per varie frequenze.

Tempo di propagazione. — Nei riguardi del tempo di propagazione, elemento di somma importanza per le comunicazioni a grande distanza, vennero presi i seguenti accordi:

Il tempo di propagazione totale tra due abbonati in una comunicazione internazionale non deve superare 250 millisecondi: a ciò corrispondono, per collegamenti di lunghezza fino a 8000 km, velocità di propagazione inferiori od uguali a 32.000 km/sec, e velocità maggiori per le distanze superiori.

Si raccomanda di distribuire questo valore totale in modo che l'insieme delle linee internazionali abbia un tempo di propagazione

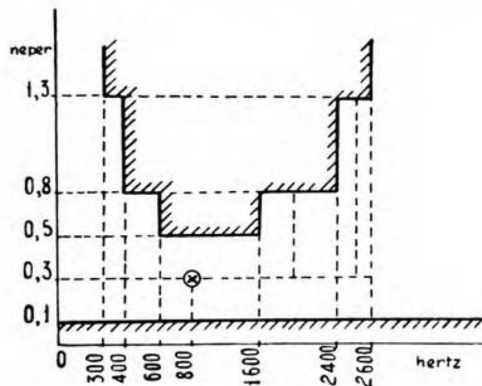


Fig. 4. — Limiti dell'equivalente di trasmissione in funzione della frequenza, per un circuito internazionale a quattro fili.

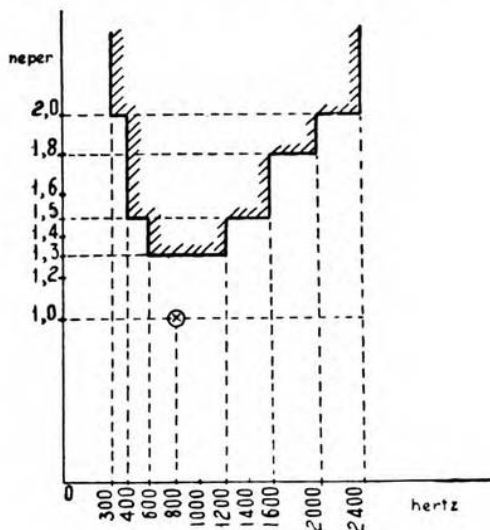


Fig. 5. — Limiti dell'equivalente di trasmissione in funzione della frequenza, per un circuito internazionale a 2 fili.

inferiore o eguale a 150 millisecondi ed in modo che ciascuno dei sistemi nazionali abbia un tempo di propagazione totale non superiore a 50 millisecondi.

Si raccomanda che i circuiti internazionali utilizzati per smal-

tire un traffico di transito a grande distanza, siano regolati in modo tale da dar luogo a velocità di propagazione superiori a 30.000 km/sec.

In relazione a questi tempi di propagazione si sono determinate le modalità di inserzione e di regolazione dei soppressori d'eco, per assicurare un tempo di bloccaggio consono a quello di propagazione nel circuito.

Sono stati anche proposti e discussi i metodi di prova per lo studio dell'effetto del tempo di propagazione sulla qualità della trasmissione telefonica. Oltre l'effetto d'eco, il tempo di propagazione può produrre altri effetti nocivi. In particolare, un notevole intervallo di tempo necessario per la propagazione della parola e della risposta rende la comunicazione lenta e fastidiosa. Inoltre, quando i tempi di propagazione diventano apprezzabili, è necessa-

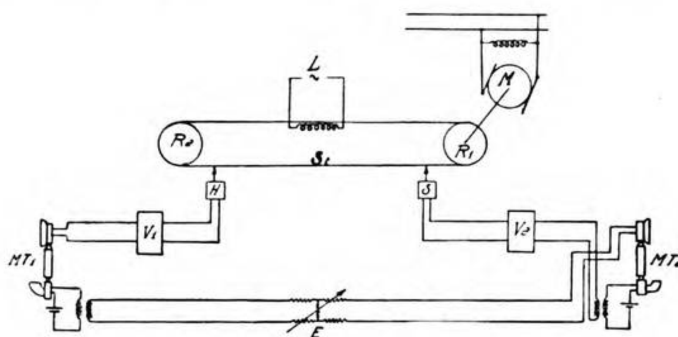


Fig. 6. — Installazione per ottenere tempi di propagazione lunghi tra due posti telefonici.

M - motore; R_1, R_2 - pulegge; S_t - nastro d'acciaio; S - bobina di registrazione sul nastro; H - bobina di riproduzione; L - bobina di smagnetizzazione del nastro; V_1, V_2 - amplificatori; MT_1, MT_2 - microtelefoni; E - linea artificiale campione.

rio di introdurre nei circuiti (agli effetti di combattere gli inconvenienti dell'eco) dispositivi di commutazione, comandati mediante la voce; questi dispositivi introducono tempi supplementari di ritardo e danno luogo a tagli nella conversazione.

Nelle misure di laboratorio che si effettuano in questo campo, è auspicabile che si possano ottenere i tempi di propagazione diversi senza mutare le altre caratteristiche del circuito; si può ricorrere a vari metodi, tra i quali sono raccomandati i seguenti:

a) registrazione magnetica dei suoni e successiva riproduzione opportunamente ritardata (fig. 6);

b) inserzione di tubi acustici di diversa lunghezza, fra opportune coppie ricevitore - microfono, per produrre ritardi in conseguenza dei tempi di propagazione del suono entro i tubi stessi;

c) inserzione, nei circuiti commerciali, di reti che introducano determinati tempi di propagazione, e controllo degli effetti risultanti, attraverso una sorveglianza svolta all'insaputa dei corrispondenti.

Telefonia a correnti vettrici. — Si raccomanda di eseguire, oltre alle usuali misure di resistenza e di isolamento a corrente continua, la determinazione dell'impedenza, dell'equivalente di trasmissione e della diafonia per ogni sezione di linea e per tutta la banda delle frequenze utilizzate nel sistema stesso.

Schermi. — Riguardo agli schermi dei circuiti per trasmissioni musicali si consiglia di isolare gli schermi stessi da terra; si è constatato che il valore della loro resistenza elettrica non ha grande importanza, dato che il loro effetto è essenzialmente di tipo elettrostatico. L'attenuazione di diafonia fra circuito schermato e circuiti vicini si può ridurre a 12 neper. Gli inconvenienti dovuti agli schermi (aumento della capacità per i fili del circuito schermato e introduzione delle perdite per correnti parassite nello schermo) riescono di lieve entità agli effetti delle trasmissioni.

Circuiti per collegamenti radiotelefonici. — Data l'estensione sempre maggiore del servizio telefonico internazionale e del suo collegamento ai ponti radio transcontinentali, si è raccomandato di riservare nelle grandi arterie delle reti continentali di cavi un certo numero di circuiti che presentino una velocità di propagazione superiore a quella già fissata per i circuiti con induttanza leggera. Questi circuiti si potranno attuare con induttanze di piccolo valore od anche senza induttanze aggiunte, avvicinando in questo caso tra loro le stazioni amplificatrici.

Furono anche oggetto di studio e di raccomandazioni le caratteristiche dei circuiti da utilizzare per le trasmissioni radiofoniche.

Distorsione non lineare. — È stata precisata la seguente definizione del « coefficiente di distorsione non lineare »: il coefficiente di distorsione non lineare viene espresso in neper dal logaritmo naturale del rapporto della componente a frequenza fondamentale della tensione di uscita di un quadripolo, alla tensione efficace globale di uscita del quadripolo stesso, quando all'entrata di questo si applica un'onda sinoidale di ampiezza definita.

Per effetto della distorsione non lineare, se si applica una tensione sinoidale all'entrata di un quadripolo, si manifestano all'uscita di esso armoniche superiori (la seconda nel caso di ripetitori, la terza nel caso di ripetitori equilibrati per effetto della presenza dei nuclei delle bobine e dei trasformatori). Inoltre, quando si applicano simultaneamente due tensioni sinoidali di frequenza diversa, si ottengono, oltre che armoniche delle due frequenze fondamentali, anche componenti di frequenza differenziale.

In un circuito per trasmissioni musicali destinate alle emissioni radiofoniche è già percettibile una distorsione non lineare di 3,2 neper.

È stato anche preso in esame il coefficiente di distorsione non lineare dei microfoni, e si sono affidate al Laboratorio S.F.E.R.T. esperienze per precisare gli effetti di tale non linearità.

Compensazione degli effetti di temperatura. — Si è constatato che gli effetti delle variazioni di temperatura sono rapidi nel caso di lunghi circuiti in fili nudi aerei o di circuiti in cavi aerei, e sono invece sufficientemente lenti nel caso dei cavi sotterranei, così da poter essere corretti mediante un metodo manuale; essi sono inoltre relativamente più importanti per i circuiti con pupinizzazione leggera e per i circuiti speciali per trasmissioni radiofoniche.

Il C.C.I.F. ha perciò espresso il parere che per i lunghi circuiti in cavo aereo ed in filo nudo, utilizzati con correnti vettrici di alta frequenza, si debba impiegare una di queste correnti per la regolazione con onda pilota associata eventualmente a correttori automatici per compensare le rapide variazioni delle caratteristiche elettriche dei circuiti.

Nel caso di lunghi circuiti sotterranei a quattro fili e pupinizzazione leggera, e di circuiti speciali sotterranei per trasmissioni radiofoniche, si deve inserire ad intervalli un correttore regolabile, che consenta di compensare a mano le variazioni della distorsione del circuito prodotte dalle variazioni stagionali di temperatura.

Circuiti per la telegrafia armonica. — Lo studio e la discussione a proposito di questa nuova applicazione dei cavi telefonici, con l'intervento del C.C.I.T., hanno condotto ad importanti decisioni fondamentali.

Per la telegrafia armonica si debbono usare di preferenza i circuiti a quattro fili poichè nei circuiti a due fili l'utilizzazione bilaterale (duplex) non sarebbe possibile per la difficoltà di equilibrare tali circuiti con la precisione necessaria per evitare influenze reciproche.

Il tipo di pupinizzazione da applicare dipende dal numero delle frequenze vettrici usate: ad esempio, nei sistemi con meno di 12 bande di frequenza può bastare una pupinizzazione media anche per le trasmissioni a grande distanza, invece per i sistemi a 18 frequenze si devono impiegare pupinizzazioni più leggere.

Norme speciali si forniscono per la misura e per la regolazione dei livelli di potenza e dell'attenuazione delle diverse sezioni, per rendere i circuiti telefonici atti alla telegrafia armonica.

Come caso particolare, specialmente importante per la sua attualità, viene considerato quello della trasmissione telegrafica privata tra due abbonati al telefono. La frequenza da usare per questo servizio è di 1500 hertz, corrispondendo a questa frequenza il minimo effetto perturbatore sulle linee vicine, mentre la attenuazione sulle linee telefoniche di allacciamento non è tale da danneggiare la trasmissione telegrafica. La potenza ammissibile per non provocare fenomeni di diafonia deve essere, presso l'abbonato, compresa tra 5 e 25 milliwatt, corrispondenti ad una massima differenza di potenziale di diafonia di 2,5 millivolt a 1800 hertz. Infine, per garantire una buona stabilità della trasmissione telegrafica

privata, si raccomanda che gli apparati telegrafici abbiano una impedenza reale prossima a 600 ohm.

Telegrafia ultraacustica. — Nei riguardi della telegrafia ultraacustica il C.C.I.F. ha fatto proprie le conclusioni del C.C.I.T., secondo le quali è da raccomandare, per la telegrafia, di utilizzare le frequenze comprese tra quella massima necessaria alla telefonia e la frequenza di arresto corrispondente ai circuiti a pupinizzazione leggera, purchè la potenza delle correnti telegrafiche non sia superiore a quella normale per la telefonia (1 mW a 800 Hz su 600 Ω). L'aumento di attenuazione del circuito telefonico, dovuto ai filtri dell'apparecchiatura telegrafica, non deve superare certi limiti, stabiliti per le varie zone di frequenze. Si richiede ancora che, a causa della inserzione delle installazioni relative alla telegrafia ultraacustica, l'impedenza dei circuiti non vari oltre il 10 % per le frequenze comprese tra 300 e 2400 Hz, ed oltre il 20 % per le frequenze comprese tra 2400 e 2700 Hz.

Le perturbazioni prodotte nei circuiti telefonici devono essere tali da non indurre tensioni psofometriche superiori ad 1 millivolt.

3. - Unità e metodi di misura.

Misura della potenza vocale. — Al quesito se si potesse, allo stato attuale, caratterizzare in modo preciso la potenza vocale nel corso di una conversazione telefonica, venne data risposta negativa. Ed in esito alla questione quale fosse il rapporto tra la potenza vocale media nel corso di una conversazione telefonica e la potenza vocale di riferimento usata nel sistema S.F.E.R.T. (6 milliwatt in 600 ohm senza reattanza a 1000 hertz) furono dati, in base a numerosi dati statistici, alcuni diagrammi atti a stabilire quale sia, in una conversazione ordinaria, la percentuale dei valori della potenza vocale inferiori di una data quantità (espressa in decibel) alla suddetta potenza normale di riferimento. A titolo di esempio si riporta nella fig. 7 il grafico relativo al caso di circuiti commerciali.

Allo scopo di meglio indagare sui due quesiti, vennero affrontati nuovi problemi relativi alla determinazione della pressione acustica prodotta dalla voce sul diaframma del microfono del sistema trasmettente S.F.E.R.T., quando l'operatore parla con la « potenza vocale normale per le prove telefonometriche », e furono date istruzioni sull'uso degli indicatori di volume, per mantenere tale potenza costante.

Per stabilire meglio le caratteristiche di una conversazione telefonica, vennero proposte le seguenti precisazioni.

Nel caso di una conversazione telefonica sono da distinguere:

1°) la potenza vocale misurata mediante un « indicatore di potenza vocale » costituito da un microfono di alta qualità e da un voltmetro; le caratteristiche di un tale « indicatore di potenza vocale » non sono ancora state specificate dal C.C.I.F.;

2°) il volume, grandezza elettrica constatata in un punto determinato del circuito telefonico mediante uno speciale apparecchio detto « volumetro »; con questo termine si designa in modo generale ogni apparecchio indicatore a lettura diretta che permetta di controllare che il volume della conversazione telefonica o radiotelefonica rimane al di sopra del limite pel quale si manifesta il disturbo dei rumori parassiti, e al di sotto di quello pel quale si presenta l'influenza della distorsione lineare.

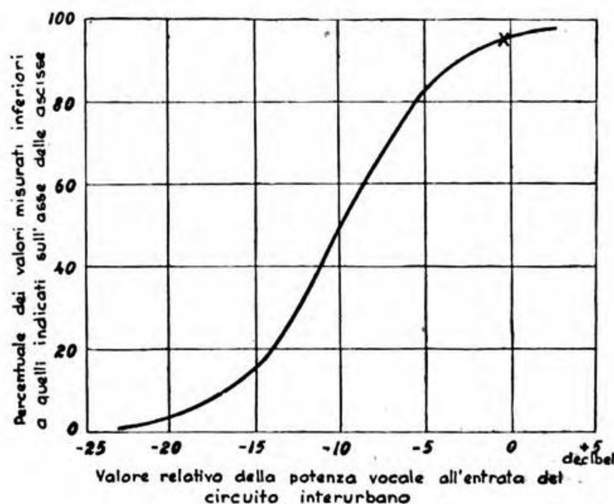


Fig. 7. — Distribuzione dei valori della potenza vocale nelle ordinarie conversazioni telefoniche, nel caso di circuiti commerciali.

Voce ed orecchio artificiali. — Per la costruzione degli apparecchi relativi si stabiliscono le seguenti direttive.

Per la voce artificiale occorre che si possa ottenere una zona di frequenze ampia, da 100 a 1000 Hz, e che il campo acustico dovuto all'apparecchio abbia una distribuzione per quanto possibile simile a quella che si ha davanti alla bocca di una persona che parli. La potenza acustica dovrebbe essere superiore di 16 decibel alla potenza vocale normale per le prove telefonometriche.

Nei riguardi dell'orecchio artificiale si ritiene che sia sufficiente la ricezione effettiva della zona di frequenze compresa tra 100 e 6000 Hz. L'impedenza acustica dell'apparecchio deve essere regolabile in modo da potersi rendere uguale a quella dell'orecchio umano, e la sua sensibilità deve essere tale da dare risultati soddisfacenti in tutto l'intervallo delle variazioni di volume, che si hanno durante le prove telefonometriche.

I due campioni debbono essere stabili e suscettibili di esatta riproduzione.

Misura delle caratteristiche di trasmissione dei microfoni e dei ricevitori. — Questo importante ramo della telefonometria è diffusamente trattato nel nuovo testo delle raccomandazioni e la riunione plenaria, malgrado il quesito posto di indicare i metodi meglio appropriati per tali misure, non ritenne opportuno di manifestare alcuna preferenza verso alcuno dei vari metodi ivi indicati.

Nei riguardi della determinazione dell'effetto locale del sistema costituito dal microfono di un posto di abbonato e dal ricevitore del posto stesso, nelle condizioni normali di alimentazione, venne dettata la seguente specificazione:

L'equivalente di riferimento dell'effetto locale è il risultato numerico di una misura telefonometrica, nella quale si paragonano da una parte il sistema fondamentale di riferimento per la trasmissione telefonica e dall'altra un sistema comprendente: *a*) il microfono del posto telefonico, *b*) il posto telefonico i cui morsetti sono collegati a una impedenza di valore specificato, *c*) il ricevitore del posto telefonico.

Misura dei rumori di sala. — Il C.C.I.F. attribuisce grande importanza a che si adottino internazionalmente caratteristiche normalizzate per i sonometri, vale a dire per gli apparecchi destinati alla misura oggettiva delle intensità acustiche dei rumori. Questi apparecchi debbono avere caratteristiche dinamiche tali che le loro indicazioni corrispondano quanto più è possibile all'apprezzamento auricolare, anche per rumori di intensità rapidamente variabile; la attuazione e l'uso di essi debbono presentare la maggior possibile semplicità. Venne espresso il desiderio che il C.C.I.F. si mettesse in relazione con la C.E.I. (Commissione Elettrotecnica Internazionale) per specificare le caratteristiche essenziali di questi sonometri. Furono richiamate e segnalate le direttive suggerite per la costruzione di tali apparecchi dal comitato tedesco per la riduzione dei rumori, e dalle società americane di acustica.

Per la misura soggettiva dei rumori si è constatato che si hanno attualmente apparecchi semplici di uso corrente: tra questi viene raccomandato l'apparecchio di Barkhausen.

Sistema di riferimento per la trasmissione effettiva. — Il sistema fondamentale di riferimento per la trasmissione telefonica (S.F.E.R.T.) nella sua forma attuale serve per effettuare confronti fra sistemi telefonici, solo dal punto di vista del volume.

Per poter paragonare invece tra loro diversi sistemi dal punto di vista della trasmissione nelle condizioni di servizio, occorre un « sistema di riferimento della trasmissione effettiva », che si potrà forse ottenere modificando convenientemente lo S.F.E.R.T. (incorporandovi ad esempio distorsioni determinate, rumori di circuito e di sala, disturbi di diafonia). Si potrà allora paragonare questo sistema di riferimento per la trasmissione effettiva ad un sistema commerciale qualunque, sulla base di un criterio quantitativo che sarà definitivamente scelto per apprezzare la qualità della trasmissione telefonica nelle condizioni di servizio.

Ciò posto, l'equivalente di trasmissione effettiva di una comu-

nicazione telefonica sarà il numero di unità di trasmissione (neper o decibel) che si dovrà inserire in questo sistema di riferimento per ottenere una conversazione telefonica la quale procuri, per la grandezza scelta come criterio di apprezzamento della qualità della trasmissione, nelle condizioni di servizio (tenuto conto dell'effetto combinato di tutti i fattori che hanno qualche influenza), lo stesso valore che si verifica nel caso della comunicazione considerata. Le esperienze e gli studi attualmente in corso in diversi paesi permetteranno di precisare quale criterio deve essere scelto per apprezzare la qualità della conversazione telefonica.

Attualmente, non essendo ancora stato specificato il nuovo sistema di riferimento, nè essendo ancora stato scelto il criterio da adottare per giudicare la qualità della trasmissione in una conversazione telefonica, non è possibile indicare un metodo internazionale di misura diretta dell'equivalente della trasmissione effettiva; e ci si deve quindi limitare alla misura separata dei diversi elementi che influiscono sulla qualità della trasmissione. La questione venne pertanto mantenuta allo studio. *E. S.*

RECENSIONI

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

M. VON ARDENNE — **Un nuovo metodo per eliminare le distorsioni dovute alla carica spaziale nei tubi oscillografici a raggio catodico riempiti di gas.** (Proc. I.R.E., aprile 1934, XXII, 4, pag. 423-429, con 5 fig.).

Nei tubi oscillografici a raggi catodici, con riempimento di gas, si verifica una distorsione nella deviazione elettrostatica del raggio, per il fatto che vi è una forte diminuzione di sensibilità quando il raggio stesso occupa la posizione di zero. Questa distorsione è causa di deformazioni nell'immagine, quando il tubo viene impiegato per televisione, e di errori, quando esso è impiegato per eseguire mi-

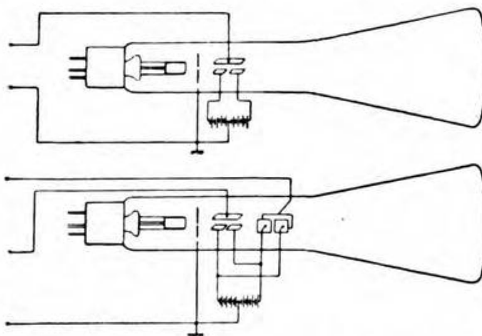


Fig. 1. — Dispositivo per eliminare la distorsione originale.

sure; con la complicazione, inoltre, della dipendenza dalla frequenza.

L'origine della distorsione è spiegata con l'ammettere una disuniformità nella struttura del campo interno del condensatore costituito dalla coppia di placche deviatrici, causata dalla presenza della carica spaziale. Secondo questa ipotesi, gli ioni positivi, formati per urto dal pennello elettronico, si portano lentamente sulla placca negativa, mentre gli elettroni vanno rapidamente alla placca positiva. Di conseguenza vi è una caduta anodica o catodica in corrispondenza delle placche ed il campo risulta indebolito nella zona centrale. Il minimo di intensità non è, però, esattamente nel centro dello spazio tra le placche, per la non simmetrica distribuzione del

campo, dovuta alla diversa velocità di migrazione degli ioni e degli elettroni. Quindi, la differenza nella intensità del campo in un tubo a gas ed in un tubo a vuoto, è in relazione col rapporto tra l'intensità del campo dovuto alla tensione applicata e l'intensità di quello prodotto dalla carica spaziale.

Per eliminare fin dall'origine la distorsione suddetta, sono stati escogitati, da vari sperimentatori, diversi sistemi. L'A ne fa un rapido cenno critico e poi passa a descrivere il metodo da lui adot-

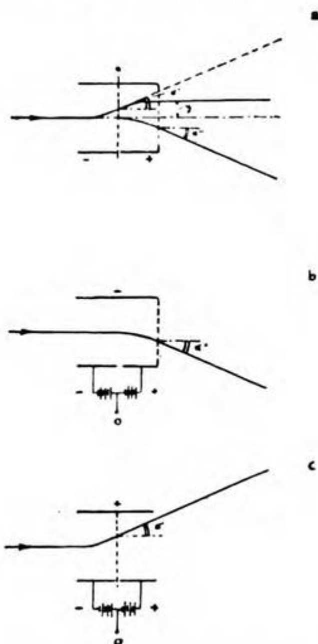


Fig. 2. — Percorso del raggio con differenti campi deviatori.

tato. Esso consiste nel dividere in due una delle placche della coppia deviatrice, preferibilmente quella che viene messa a terra, e nell'applicare una differenza di potenziale di polarizzazione tra le due mezze placche risultanti (fig. 1). Scopo finale è quello di non far passare il raggio per quella zona ove l'intensità è minima.

La fig. 2 può servire a chiarire che cosa avviene nel tubo, allorchè si siano opportunamente polarizzate le due metà della placca divisa. Se si considera la prima delle due semiplacche si vede che essa fa deviare il raggio di un angolo α', cioè secondo la linea tratteggiata. Senonchè, interviene la seconda semiplacca, la quale provoca una deviazione secondo l'angolo α'', in direzione opposta alla precedente. Affinchè l'ampiezza dei due angoli sia la stessa, è necessario che la lunghezza di ciascuna delle due parti della placca divisa sia pure la stessa. Dalle due deviazioni risulta uno sposta-

mento parallelo y del raggio, che può essere trascurato nei riguardi della deviazione sullo schermo. Affinchè, tuttavia, questo spostamento parallelo non causi una diminuzione della massima ampiezza di deviazione, si consiglia di far sì che il raggio, in assenza di polarizzazione delle due semiplacche, abbia nella posizione zero uno spostamento parallelo opposto a quello che subirà per la polarizzazione stessa, di modo che, applicando questa, esso si venga a trovare sull'asse del sistema deviatore.

Nella fig. 2*a* si vede il percorso del raggio nel caso che sia nullo il campo deviatore sovrapposto; nella fig. 2*b*, il caso in cui il campo deviatore sovrastante è esattamente uguale ed opposto a quello della prima semiplacca; nella fig. 2*c*, il caso in cui esso raggiunge il valore di quello della seconda semiplacca.

Dopo varie considerazioni sul comportamento del dispositivo, l'articolo originale riporta anche una fotografia del nuovo tubo e due oscillogrammi che mettono in evidenza il miglioramento con esso raggiunto nella immagine oscillografica. *L. d. M.*

ELETTROTECNICA GENERALE.

K. W. WAGNER — **Fondamenti sull'accoppiamento elettromagnetico fra conduttori paralleli.** (E. F. D., luglio 1934, 36, pag. 147-156, con 8 fig.).

S'imposta il problema della diafonia in modo molto generale, in base alle leggi fondamentali del campo elettromagnetico, dimostrando l'inscindibilità dei due aspetti, capacitivo e induttivo, dell'accoppiamento fra condutture parallele e dando una nuova rappresentazione degli accoppiamenti stessi.

Trascurando la resistenza ohmica dei conduttori (compreso quello a potenziale zero: terra o tubo di piombo dei cavi) e la conduttanza del dielettrico, si comincia col chiarire la perfetta analogia che esiste fra le note equazioni lineari di Maxwell, che danno il potenziale U di ciascun conduttore in funzione delle cariche elettriche Q e dei « coefficienti di induttività elettrica » k, e le equazioni che danno il flusso Φ in funzione delle correnti I e dei « coefficienti di induttività magnetica » L, mettendo in evidenza la proporzionalità fra i coefficienti k ed L. (Per i coefficienti di egual posto nei due sistemi di equazioni si ha infatti $k = w^2 L$, dove $w = c/\sqrt{\epsilon}$ è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche lungo il sistema considerato).

Il noto ragionamento matematico che, partendo dalle leggi fondamentali del campo elettrico e del campo magnetico (supposti variabili con legge sinusoidale), consente di ricavare le leggi di propagazione su un'unica conduttura isolata, è poi generalizzato, tenendo conto delle suddette equazioni, per dedurne le leggi di propagazione su una conduttura in presenza di un certo numero di altri conduttori ad essa paralleli. Per ciascun conduttore del sistema si può scrivere l'equazione vettoriale dell'onda di tensione in funzione della corrente propagantesi sul conduttore stesso e delle correnti propagantisi sugli altri: tale onda è composta di due onde

che si propagano in senso inverso. Reciprocamente si può scrivere per ogni conduttore l'equazione dell'onda di corrente in funzione delle onde di tensione.

I coefficienti di tali equazioni, che sono i coefficienti di accoppiamento fra i conduttori del sistema, hanno le dimensioni di impedenze. Restano così definite l'« impedenza d'onda » (impedenza caratteristica) di una conduttura qualsiasi in un sistema di più conduttori paralleli e le « impedenze di accoppiamento » di due conduttori qualsiasi nel sistema stesso.

Nel caso particolare che il campo elettromagnetico degeneri in un puro campo elettrico (il che avviene per le linee di breve lunghezza con l'estremità aperta o — approssimativamente — chiusa su un'impedenza molto più grande dell'impedenza d'onda), l'accoppiamento diventa puramente capacitivo e i suddetti coefficienti si riducono ai ricordati coefficienti k delle equazioni di Maxwell. Nel caso invece che il campo elettromagnetico degeneri in un puro campo magnetico (il che avviene per le linee di breve lunghezza con l'estremità in corto circuito o — approssimativamente — chiusa su un'impedenza molto minore dell'impedenza d'onda), l'accoppiamento diventa puramente induttivo e i suddetti coefficienti si riducono ai già ricordati coefficienti di induttività magnetica L. Nel caso infine che la linea sia chiusa all'estremità su un'impedenza eguale (almeno approssimativamente) all'impedenza caratteristica (caso nel quale l'onda di ritorno scompare e l'energia elettrica e quella magnetica dell'onda unidirezionale sono eguali), l'accoppiamento risulta nello stesso tempo e con eguale importanza elettrico e magnetico, e si esplica come un accoppiamento di pura resistenza o « di irradiazione », qualunque sia la lunghezza della linea.

Passando all'esame degli accoppiamenti fra i circuiti di una bicoppia di cavo telefonico, i quali danno luogo al fenomeno della diafonia, si mostra (cosa d'altronde ben nota) come le capacità parziali per mezzo delle quali vengono usualmente definite le diverse specie di diafonia, possano essere dedotte dai coefficienti di induttività elettrica k delle quattro equazioni di Maxwell scritte per i quattro fili della bicoppia. Così pure possono esprimersi per mezzo dei coefficienti k le « capacità di esercizio » e le « capacità di accoppiamento » del quadripolo equivalente che serve a spiegare la diafonia col noto metodo del Teichmüller. Si prendono in tal modo in considerazione certe funzioni dei suddetti coefficienti k, le quali, per l'influenza che hanno sulle varie specie di diafonia, sono definite « induttività di coppia » (del circuito reale), « induttività di bicoppia » (del circuito virtuale), « induttività diagonali » e « induttività di accoppiamento ». L'uso di tali grandezze, che possono anche essere misurate nei modi indicati a tale scopo, semplifica sotto certi aspetti e rende fisicamente perspicuo il fenomeno della diafonia, più di quanto non consenta l'impiego delle capacità parziali.

Sulla base della già chiarita proporzionalità fra i coefficienti k ed i coefficienti L, si mette infine in evidenza (cosa impossibile nell'usuale metodo, puramente elettrostatico, di rappresentazione della diafonia) come agli accoppiamenti capacitivi debbano corrispon-

dere accoppiamenti induttivi ad essi proporzionali, avvertendo però che il coefficiente di proporzionalità può variare secondo il tipo di costruzione del cavo (bicoppie normali o a stella, e via dicendo), secondo il valore della costante dielettrica dell'isolante, secondo la sua omogeneità, e così via; ciò che infatti è stato riscontrato sperimentalmente da altri ricercatori. *F. Ma.*

M. J. O. Strutt — **Calcolo del campo ad alta frequenza generato da una bobina circolare cilindrica posta entro uno schermo concentrico conduttivo, dotato di coperchi piani.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1934, XLIII, 4, pag. 121-123, con 1 fig.).

Vien presentato un particolare procedimento di calcolo del campo magnetico generato da una bobina circolare cilindrica (di diametro 2α e lunghezza 2β), circondata da uno schermo conduttivo amagnetico (di diametro $2a$ e lunghezza $2b$), simmetrico e coassiale con la bobina, dotato di fondelli piani di chiusura.

S'introducono anzitutto le seguenti semplificazioni di calcolo: 1) poichè nelle formule risolutive compare il prodotto della conduttività dello schermo per la frequenza in gioco, anzichè tener conto di una conduttività limitata e di una frequenza altissima, giova supporre che la conduttività sia grandissima e la frequenza bassa, così che tutte le dimensioni del sistema possano considerarsi piccole a paragone della lunghezza d'onda; 2) gli spessori dello schermo e della bobina (ϵ) sono considerati piccolissimi; 3) si immagina che le spire della bobina siano addossate l'una all'altra in modo da costituire una sezione utile piena.

Stabilito un sistema di coordinate cilindriche simmetriche rispetto al dispositivo, in cui r è la coordinata radiale e z la coordinata assiale (longitudinale), il problema è matematicamente risolto dalle relazioni che definiscono in ogni punto dello spazio il vettore potenziale della corrente fluente nella bobina. Poichè tale vettore risulta in ogni punto normale ad ambedue le coordinate r e z, basta considerare la componente A secondo questa direzione normale. Le relazioni sono:

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial A}{\partial r}\right)+\frac{\partial}{\partial z}\left(r\frac{\partial A}{\partial z}\right)=0$$

per i punti dello spazio esterni alla bobina, e:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial A}{\partial r}\right)+\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial z}\left(r\frac{\partial A}{\partial z}\right)=-0,4\pi S$$

per i punti dello spazio interni alla bobina, dove S è la densità della corrente fluente nella bobina, pari a $N I/(2\beta\epsilon)$, essendo I la corrente ed N il numero delle spire.

Definito il vettore potenziale della corrente, si ricava in ogni punto il campo magnetico ricercandone il relativo vettore rotazione, e perciò le componenti del campo magnetico, secondo le direzioni

r e z, valgono:

$$H_z = -\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(rA) \quad , \quad H_r = -\frac{\partial A}{\partial z} \quad .$$

Le costanti di integrazione si trovano osservando che il campo magnetico negli intorni delle superficie dello schermo deve essere parallelo ad esse, e che pertanto in ogni punto della superficie interna dello schermo, sia del mantello, sia dei fondelli, deve essere soddisfatta la condizione $A = 0$.

Le equazioni soprascritte hanno la forma delle equazioni differenziali parziali ellittiche di secondo grado. Introdotta una funzione ausiliaria del Green, e procedendo col metodo del moltiplicatore, si riesce a trovare un integrale generale facilmente trasformabile in una serie che ha il pregio di essere rapidamente convergente (per gli scopi della pratica è senz'altro sufficiente tener conto di tre soli termini):

$$A = 0{,}4\pi NI \frac{\alpha}{\beta} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\operatorname{senh}\frac{k_n}{a}(z-b) \cdot \operatorname{senh}\frac{k_n}{a}z \cdot J_0\left(k_n\frac{r}{a}\right) \cdot J_0\left(k_n\frac{\alpha}{a}\right)}{k_n^2 \cosh\frac{k_n}{a}b \cdot J_1^2(k_n)} \, .$$

In questa serie i simboli J_0 e J_1 rappresentano le funzioni di Bessel della prima specie, rispettivamente di ordine zero e del primo ordine, mentre i coefficienti k_n si ricavano ricercando, mediante le tabelle delle stesse funzioni, le radici dell'equazione $J_0(k_n) = 0$, essendo $n = 1, 2, 3, \ldots$.

Ciò posto, si può procedere al calcolo dell'autoinduzione L della bobina racchiusa dallo schermo. Basta ricercare il flusso magnetico, nella direzione assiale, concatenato entro la bobina, per effetto della corrente fluente in una spira della bobina, ed integrare tale espressione rispetto a tutte le spire della bobina. In definitiva risulta la espressione:

$$L = \frac{10^{-9}}{I} \cdot \frac{N}{2\beta} \int_{-\beta}^{z=+\beta} dz \int_{0}^{r=\alpha} 2\pi r H_z \cdot dr = 10^{-9} N\pi \frac{\alpha}{\beta} \int_{-\beta}^{z=+\beta} (A)_{r=\alpha} \cdot dz \text{ henry.}$$

M. S.

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

P. R. Arendt — **Sulla propagazione di più radiotrasmissioni con uguale lunghezza d'onda.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1934, XLIII, 4, pag. 124 - 136, con 13 fig.).

Si riassumono i risultati ottenuti, allo stato attuale della tecnica, col sistema delle trasmissioni multiple contemporanee di uguali programmi su onde uguali, sistema molto diffuso in Germania ed esperimentato anche nella Gran Bretagna e negli Stati Uniti di America. Il sistema è basato, com'è noto, sul concetto di emettere

programmi identici contemporaneamente con un trasmettitore principale e con uno o più trasmettitori ausiliari, di potenza relativamente modesta, su frequenze rigorosamente uguali, in modo da allargare di molto le zone nelle quali il programma può essere ricevuto con mezzi anche modesti, sfruttando un solo canale di frequenze assegnate.

Dalla esattezza con la quale, in ogni istante della trasmissione, le frequenze dei due o più trasmettitori coincidono, dipende la vastità della zona di buona ricezione. Questo concetto risulta evidente, se si riflette che nelle zone in cui due trasmettitori determinano campi elettromagnetici di ampiezze dello stesso ordine di grandezza, devono necessariamente formarsi distribuzioni di campo complessivo ad onde stazionarie. I ventri ed i nodi di intensità risultano naturalmente fissi o mobili col tempo a seconda che le frequenze dei trasmettitori sono matematicamente uguali oppure diverse. In altre parole, se ci si porta a ricevere in una zona siffatta, la trasmissione si sente fluttuante col ritmo di frequenza pari alla differenza delle frequenze dei due trasmettitori: si percepisce un tremolìo nella modulazione se l'accennata differenza è compresa fra 1 e 10 Hz, un vero e proprio disturbo per differenze da 10 a 24 Hz, e addirittura una nota acustica continua per differenze maggiori di 24 Hz. Tale disturbo si risente su una zona tanto più estesa (cioè estesa a minori valori del rapporto $k = E_1/E_2$ tra le intensità di campo singole dei due trasmettitori) quanto maggiore è la differenza di frequenza dei trasmettitori.

Due sono i principali sistemi praticamente adottati: quello a trasmettitori indipendentemente pilotati con circuiti a quarzo piezoelettrico, ad elevatissima stabilità e precisione di frequenza, e quello a trasmettitori a comando unico della frequenza portante. Col primo sistema, allo stato attuale della tecnica dei circuiti piloti, si può praticamente ottenere una limitazione della zona di ricezione disturbata a quelle aree per le quali k risulta compreso fra 0,1 ed 1. Il secondo sistema consente invece di ottenere risultati di gran lunga migliori, limitando la zona di disturbo a quella per la quale k è compreso fra 0,5 ed 1.

Esso è basato sul seguente principio. Mediante un vibratore elettromagnetico si produce una oscillazione fondamentale a bassa frequenza presso il posto principale di emissione. Tale frequenza viene inviata per cavo alle varie stazioni secondarie e quivi accuratamente filtrata; quindi più volte moltiplicata, filtrata ed amplificata, fino ad assumere il valore necessario per pilotare il trasmettitore. Se anche il generatore della frequenza fondamentale è soggetto a variazioni leggere di frequenza, pur tuttavia, essendo tali variazioni ugualmente risentite in tutti i trasmettitori, questi possederanno in ogni istante la stessa frequenza, a meno delle deboli differenze introdotte dai diversi tempi di propagazione dei transienti lungo i cavi.

Effetti di onde stazionarie perfettamente analoghi, oltre che per l'onda portante, si producono anche per le varie frequenze costituenti le bande laterali della modulazione, ed è ovvio che tali effetti risultino quantitativamente diversi per le varie frequenze in

gioco, complicando così il meccanismo dei disturbi alla ricezione. Si conclude pertanto che la profondità di modulazione delle trasmissioni non deve superare un determinato valore, prossimo al 50 %, se non si vuole che i disturbi risultino più molesti, e la zona disturbata più estesa. *M. S.*

MISURE.

T. B. WAGNER — **Apparecchio di misura a tubi elettronici.** (El. Eng., dicembre 1934, LIII, 12, pag. 1621-1623, con 9 fig.).

Vien descritto un apparecchio universale di misura che permette di leggere direttamente la corrente, la tensione, la potenza o il fattore di potenza, mantenendo un'approssimazione del 2 % entro la gamma di frequenze fra 100 e 3000 Hz.

Vi si fa uso di un tubo Wunderlich con catodo a riscaldamento indiretto e con due griglie di controllo ugualmente efficaci; con opportune tensioni di polarizzazione di griglia, il tubo viene usato come amplificatore ed il flusso elettronico dipende contemporaneamente dall'ampiezza e dalla relazione di fase delle tensioni alter-

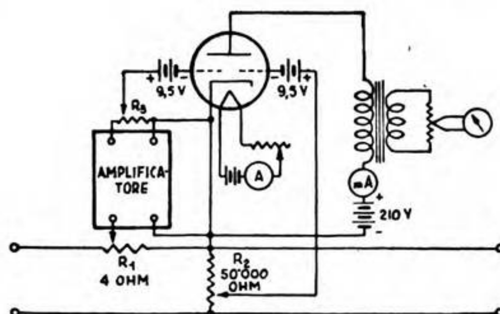


Fig. 1. — Schema dei circuiti dell'apparecchio.

native impresse alle griglie. In fig. 1 è riprodotto lo schema dell'apparecchio.

Funzionamento come amperometro: R_2 vien portata a zero, R_1 ed R_3 vengono variate in relazione alla grandezza della corrente da misurare; dalla lettura al milliamperometro si perviene alla conoscenza del valore della corrente mediante una curva di taratura, che vien fornita per valori determinati delle tensioni E_g di griglia ed E_p di placca (fig. 2).

Funzionamento come voltmetro: si portano R_1, R_3 a zero, ed R_2 ad un valore opportuno in dipendenza dal valore della tensione da misurare; una curva di taratura permette di conoscere la tensione (fig. 3).

Funzionamento come wattmetro: si variano R_1 ed R_2 e, analogamente a quanto si fa per le misure di corrente e di tensione, da una curva di taratura si ottiene il valore della potenza.

Funzionamento come misuratore di fattore di potenza: si variano successivamente R_2 ed R_1, R_3 in modo da ottenere al milliamperometro nei due casi la stessa lettura; si portano poi contemporaneamente ai valori così fissati: le tensioni alternative impresse alle

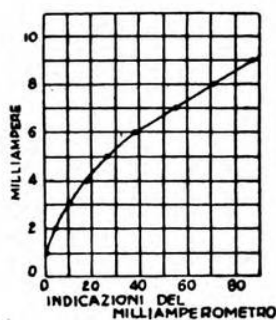


Fig. 2. — Curva di taratura per le misure di corrente. E_g = — 9,5 volt ; E_p = 210 volt.

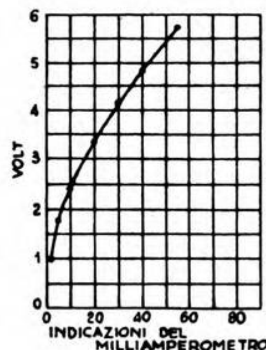


Fig. 3. — Curva di taratura per le misure di tensione. E_g = — 9,5 volt ; E_p = 210 volt.

due griglie risultano uguali in ampiezza, ma generalmente di fase diversa, e dal milliamperometro si ricava un'indicazione del fattore di potenza. La curva di taratura (fig. 5), che risulta rettilinea, viene

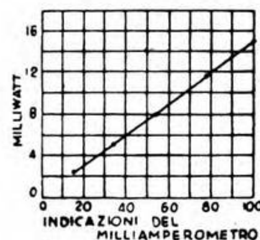


Fig. 4. — Curva di taratura per le misure di potenza. E_g = — 9,5 volt ; E_p = 210 volt.

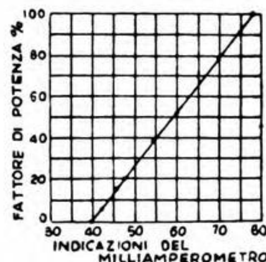


Fig. 5. — Curva di taratura per le misure di fattore di potenza, E_g = — 9,5 volt ; E_p = 210 volt.

determinata sperimentalmente, ed i suoi punti terminali possono venire controllati per via analitica.

L'apparecchio assorbe una potenza trascurabile e non turba quindi in modo apprezzabile il circuito in studio. Con un'opportuna schermatura e un'accurata costruzione, può dare buone indicazioni anche a frequenze maggiori di 3000 Hz. Il suo impiego come misuratore di fattore di potenza è soggetto a qualche riserva, a causa

delle diverse operazioni di regolazione, che aumentano le probabilità di errore. Non pare che la forma dell'onda abbia un'influenza notevole sui risultati. *An. Gi.*

PIEZOELETTRICITÀ.

I. Koga — **Caratteristiche termiche di piastrine piezoelettriche di quarzo.** (Rep. Radio Res. Japan, luglio 1934, IV, 2, pag. 61-76, con 19 fig.).

Le piastrine di quarzo, usate negli oscillatori stabilizzati a onda corta, sono impiegate generalmente in modo da essere sede di vibrazioni nel senso dello spessore, risultanti di onde stazionarie prodotte per interferenza delle onde piane incidenti e riflesse

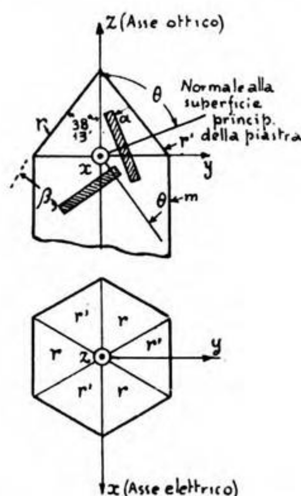


Fig. 1. — Taglio delle piastrine di quarzo per oscillatori a onda corta.

dalle superficie piane principali della piastrina; se poi le facce principali sono parallele all'asse elettrico x del cristallo (fig. 1), le vibrazioni determinano pure oscillazioni di taglio e la frequenza è espressa da:

$$f = \frac{1}{2a}\sqrt{\frac{c}{\rho}} \quad , \quad c = c_{66} \operatorname{sen}^2 \vartheta + c_{44} \cos^2 \vartheta + c_{14} \operatorname{sen} 2\vartheta \quad ,$$

dove a è lo spessore della piastrina, ρ la densità del quarzo, ϑ l'angolo che la normale alle facce principali fa con l'asse ottico z, e c_{66}, c_{44}, c_{14} sono le costanti elastiche adiabatiche del quarzo nelle varie direzioni.

Appare dalle relazioni scritte la dipendenza del coefficiente di temperatura delle piastrine dal valore di ϑ. Precedenti ricerche sperimentali avevano mostrato che tale coefficiente può essere positivo o negativo, e si annulla per valori di ϑ prossimi a 55° ed a

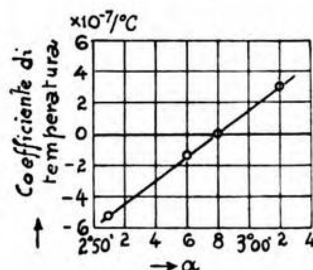


Fig. 2. — Variazione del coefficiente di temperatura con l'angolo di taglio, per $\vartheta \cong 55^\circ$.

138°; una più accurata indagine intorno a questi particolari valori dell'angolo ϑ ha messo in evidenza che per $\vartheta \cong 55^\circ$ la frequenza di oscillazione decresce pressochè linearmente con l'aumento della temperatura (fig. 2), mentre invece per $\vartheta \cong 138^\circ$ essa dapprima cresce e poi decresce, raggiungendo il massimo in corrispondenza di vari valori della temperatura, per diversi valori di ϑ (fig. 3). Il parallelismo tra le facce principali delle piastrine provate e l'asse x del cristallo era accertato, con l'approssimazione di $0',5$, mediante spettrometro a raggi X.

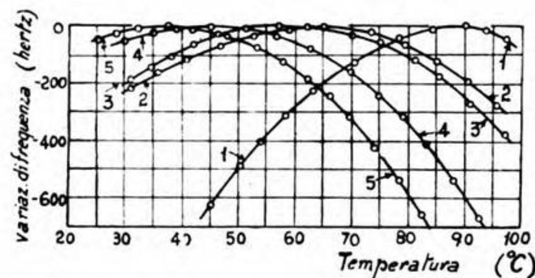


Fig. 3. — Variazioni della frequenza di oscillazione con la temperatura, per $\vartheta \cong 138^\circ$.

Curva	ϑ	β	Dimensioni mm	Frequenza kHz
1	136° 06′	7° 53′	0,504 × 25,9 × 29,9	5014,6
2	137° 10′	8° 57′	0,541 × 25,8 × 29,6	4661,9
3	137° 44′	9° 31′	0,542 × 22,2 × 28,3	4654,6
4	138° 13′	10° 0′	0,540 × 25,0 × 29,7	4678,3
5	138° 47′	10° 34′	0,542 × 25,0 × 29,2	4653,6

Sulla base delle relazioni sopra scritte, dai valori sperimentali del coefficiente di temperatura della frequenza per alcuni valori di ϑ, sono stati determinati quelli dei coefficienti di temperatura delle costanti elastiche del quarzo; questi hanno permesso di co-

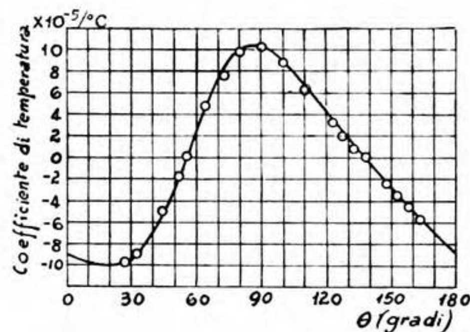


Fig. 4. — Curva del coefficiente di temperatura in funzione dell'angolo di taglio.

struire completamente il diagramma del coefficiente di temperatura della frequenza, in funzione dell'angolo ϑ (fig. 4).

Per gli oscillatori a onda lunga si sono finora usate sbarrette tagliate con le facce principali normali all'asse x del cristallo; è invece possibile usare, anche per tale impiego, piastrine tagliate

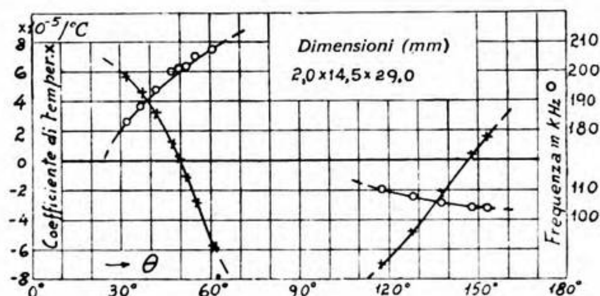


Fig. 5. — Coefficiente di temperatura in funzione dell'angolo di taglio, per piastrine vibranti su frequenze basse.

con le facce principali parallele all'asse x, purchè l'angolo ϑ non sia troppo prossimo a 0° oppure a 90°. Questo tipo di taglio permette di ottenere piccolissimi coefficienti di temperatura, opportunamente proporzionando ϑ a seconda delle dimensioni della piastrina. Nella fig. 5 sono riportati, in funzione di ϑ, i valori del coefficiente di temperatura e della frequenza di oscillazione per una

piastrina: la dimensione di 14,5 mm è secondo l'asse x. Nelle fig. 6 e 7 sono invece riportati i valori delle variazioni della fre-

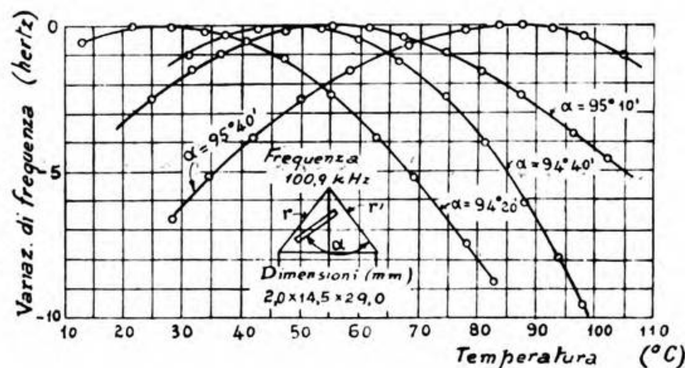


Fig. 6. — Variazioni della frequenza di oscillazione con la temperatura, in piastrine per frequenze basse.

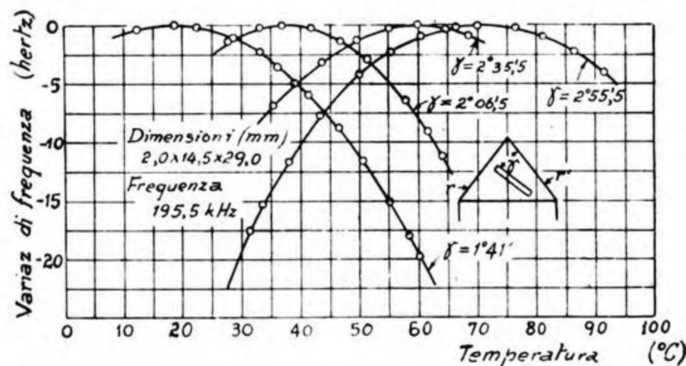


Fig. 7. — Variazioni della frequenza di oscillazione con la temperatura, in piastrine per frequenze basse.

quenza di oscillazione in funzione della temperatura, per varie piastrine delle stesse dimensioni, ma tagliate secondo diversi valori di ϑ, ricavabili da quelli di α e di γ (fig. 1). *M. B.*

S. Matsumura e S. Kanzaki — **Piastrine di quarzo con piccolissimo coefficiente di temperatura della frequenza di oscillazione.** (Rep. Radio Res. Japan, luglio 1934, IV, 2, pag. 105-108, con 3 fig.).

Vengono riferiti i risultati di misure del coefficiente di temperatura della frequenza delle oscillazioni longitudinali di sbarrette di quarzo, tagliate con le facce principali normali all'asse X, per

vari valori dell'angolo φ compreso tra l'asse longitudinale della sbarretta e l'asse Y del cristallo; nella fig. 1, disegnata nel piano XY, E_{min} denota la direzione dell'asse di minimo modulo di elasticità del cristallo in detto piano.

Il coefficiente di temperatura, oltre che dal valore di φ, dipende da quello del rapporto $k = b/l_\varphi$, tra larghezza e lunghezza della pia-

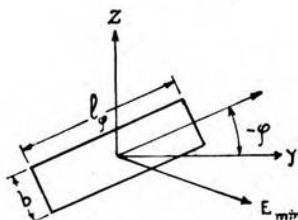


Fig. 1. — Orientazione del taglio delle sbarrette esperimentate.

strina. Nella fig. 2 sono riportati, nella parte sinistra, i valori del coefficiente di temperatura trovati, per valori successivamente decrescenti di b, con tre sbarrette tagliate secondo diversi valori di φ;

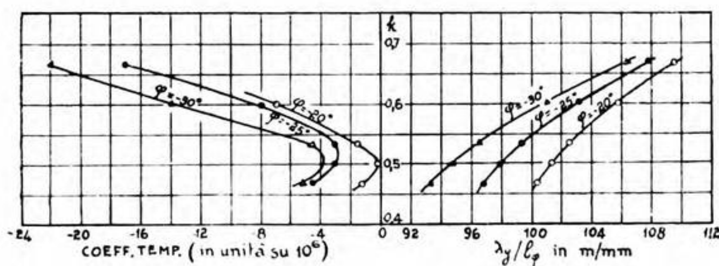


Fig. 2. — Coefficiente di temperatura delle sbarrette.

nella parte destra i corrispondenti valori del rapporto tra la lunghezza d'onda λ_y, relativa alla frequenza di oscillazione, e la lunghezza l_φ delle sbarrette. Tale lunghezza era di 30 mm, e lo spessore l_x era di 3 mm; la frequenza di oscillazione era approssimativamente di 100 kHz. *M. B.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

A. F. Wilkins — **Misure dell'angolo di incidenza sul suolo di onde corte provenienti dalla ionosfera.** (J.I.E.E., giugno 1934, LXXIV, 450, pag. 582-588, con 9 fig.).

Il metodo di misura, derivante da uno analogo già adottato da Friis (1), consiste nell'impiego di due antenne orizzontali, di lun-

(1) H. T. Friis: Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 658.

ghezza uguale a una lunghezza d'onda λ, disposte normalmente alla direzione di propagazione in modo che i loro centri si trovino sul circolo massimo passante per la stazione trasmittente e per quella ricevente. Dalla misura della differenza di fase φ fra le forze elettromotrici indotte nelle due antenne dal segnale in arrivo, si deduce l'angolo θ di incidenza dell'onda rispetto alla verticale: $\varphi = (2\pi d/\lambda)$ sen θ, essendo d la distanza fra le due antenne (fig. 1).

L'angolo di fase φ viene misurato per mezzo dell'oscillografo a raggi catodici: le forze elettromotrici indotte nelle due antenne sono applicate ciascuna ad una coppia di placche dell'oscillografo e, poi-

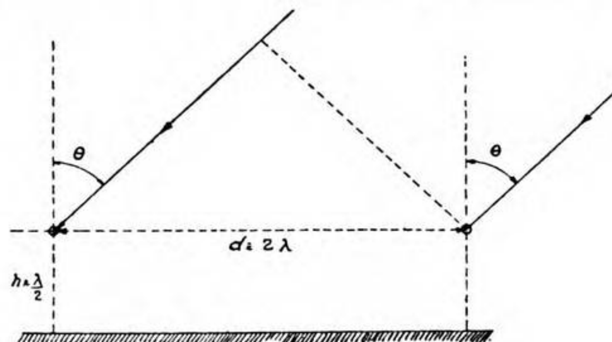


Fig. 1. — Disposizione delle antenne.

chè esse sono di uguale ampiezza ma di fase diversa, la traccia del raggio catodico sullo schermo fluorescente dell'oscillografo presenta la figura di un'ellisse il cui asse principale è inclinato di 45° rispetto agli assi dello strumento. L'angolo di fase fra le due forze elettromotrici è rappresentato dall'angolo compreso fra l'asse minore di questa ellisse e la congiungente di un estremo di esso con un estremo dell'asse maggiore. Il senso dello spostamento di fase di una delle forze elettromotrici rispetto all'altra, che deve essere noto per ottenere l'angolo θ senza ambiguità, si ricava determinando il senso di rotazione del raggio con un metodo stroboscopico o con altro sistema.

Il metodo è stato applicato per lunghezze d'onda di circa 20 m. La distanza d fra le due antenne è stata portata a circa 2λ essendo questo, nel caso considerato, un limite non superabile affinchè, pure ottenendo una sufficiente approssimazione nella misura di angoli di incidenza abbastanza elevati, non vengano introdotti errori dipendenti dalla non omogeneità del suolo intorno al sistema di antenne. Con tale distanziamento, per angoli di incidenza intorno a 70° si ha una variazione di φ di circa 4° per ogni grado di variazione di θ.

Le due antenne orizzontali sono state sistemate a circa $(1/2)\lambda$ di altezza sul suolo e fanno capo, con linee di alimentazione identiche, ciascuna ad un amplificatore a radiofrequenza. A ciascun amplificatore segue, come indicato in fig. 2, un rivelatore a cui sono appli-

cate anche le oscillazioni di una eterodina comune, regolata in modo che risulti una frequenza di battimenti di 100 kHz. A ciascun rivelatore segue ancora un amplificatore, per i segnali a 100 kHz, che termina ad una delle coppie di placche dell'oscillografo. Le linee di alimentazione dalle antenne ai due complessi riceventi e il collegamento dell'eterodina comune con i due rivelatori sono disposti in modo che non vengano alterate le condizioni relative di ampiezza e di fase delle forze elettromotrici indotte nelle due antenne. Ciò viene controllato impiegando un apposito generatore di segnali.

Con questa sistemazione sono state eseguite misure continue di angoli di incidenza, ricevendo a Slough segnali emessi dagli appa-

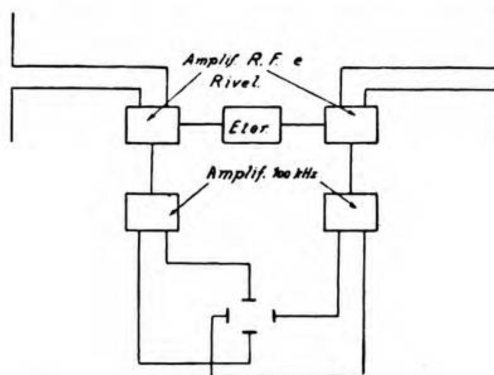


Fig 2. — Schema del dispositivo per le misure.

rati della stazione di Lawrenceville su onde di circa 20 m, nel periodo gennaio-aprile 1933. I risultati hanno mostrato l'esistenza di un raggio principale accompagnato da altri di minore ampiezza. L'angolo medio di incidenza del raggio principale nel primo periodo di prove è risultato di 72°. Nella stagione invernale esso rimaneva pressochè costante in tutte le ore di lavoro della stazione, ma alla fine di aprile è stato notato un progressivo aumento durante le ore del giorno, e cioè, mentre alle 9, ora di inizio della trasmissione, l'angolo aveva all'incirca un valore uguale a quello medio in inverno, esso aumentava in seguito fino a raggiungere 80 ÷ 85°, all'ora del tramonto. Il fenomeno era accompagnato da una diminuzione nell'intensità del campo alla ricezione. Ciò può essere spiegato con il fatto che in inverno le variazioni di densità di ionizzazione della ionosfera sono più piccole che nelle stagioni più calde.

La presenza di altri raggi con incidenze diverse da quella del raggio principale è stata anche confermata mediante trasmissione di impulsi brevissimi da parte della stazione trasmittente, i quali permettevano la misura separata degli angoli d'incidenza dei vari raggi. *g. a.*

TUBI ELETTRONICI.

J. KAMMERLOHER — **La teoria dell'esodo mescolatore.** (H. F. Techn. u. El. Ak., maggio 1934, XLIII, 5, pag. 161-165, con 16 fig.).

L'esodo mescolatore è un tubo elettronico a quattro griglie, creato recentemente allo scopo di ottenere, con grande semplicità di circuiti, uno stadio capace di funzionare contemporaneamente da autooscil-

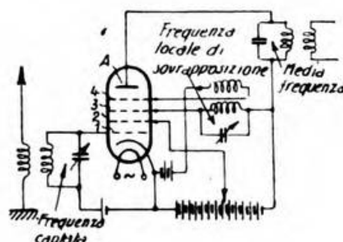


Fig. 1. — Schema fondamentale di uno stadio con esodo mescolatore.

latore e da rivelatore. In particolare tale tubo trova impiego negli apparecchi riceventi a supereterodina per costituire gli stadi di primo cambiamento di frequenza, il cui pregio particolare è quello di evi-

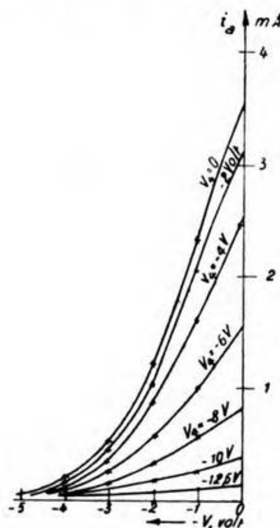


Fig. 2. — Caratteristiche statiche dell'esodo mescolatore X 4122 (v_2 = 70 V, v_3 = 210 V, v_a = 210 V).

tare senz'altro ogni interferenza iniziale fra i circuiti di entrata, accordati sulla frequenza ricevuta, ed il circuito di generazione dell'oscillazione locale.

La fig. 1 dà lo schema del tubo e del circuito, schema di per se stesso intuitivo, ove si rifletta che la seconda griglia adempie alla funzione di schermo. In base all'andamento delle caratteristiche statiche, si possono ricavare le relazioni che definiscono il comportamento del tubo.

La fig. 2 rappresenta la famiglia delle caratteristiche anodiche, e cioè mostra l'andamento della corrente anodica i_a in funzione della tensione v_1 applicata alla prima griglia, per vari valori della tensione v_4 della quarta griglia. In base al particolare andamento delle caratteristiche, con semplici considerazioni analitiche, si ricava la seguente espressione dell'incremento Δi_a che la corrente anodica subisce per effetto di contemporanei incrementi Δv_1 e Δv_4 delle tensioni applicate alla prima e alla quarta griglia:

$$\Delta i_a = S_1 \Delta v_1 + S_4 \Delta v_4 + \frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} \Delta v_1 \Delta v_4 \quad ,$$

dove S_1 è la pendenza della curva $i_a = i_a \ (v_1)_{v_4=\text{cost.}}$, mentre S_4 è la pendenza della curva $i_a = i_a \ (v_4)_{v_1=\text{cost.}}$, nel punto di lavoro considerato.

Introdotte ora, al posto degli incrementi statici Δv_1 e Δv_4, le oscillazioni $E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t$ ed $E_4 \operatorname{sen} \omega_2 t$ applicate alle griglie, si trovano subito le seguenti espressioni della corrente alternata anodica I_a (valide se l'impedenza del circuito anodico esterno è piccola a paragone della resistenza interna del tubo):

$$I_a = S_1 E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + S_4 E_4 \operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} E_1 E_4 \operatorname{sen} \omega_1 t \operatorname{sen} \omega_2 t =$$

$$= \sqrt{(S_1 E_1)^2 + (S_4 E_4)^2 + 2 S_1 S_4 E_1 E_4 \cos (\omega_1 - \omega_2) t} \ .$$

$$. \operatorname{sen} \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \varphi \right) +$$

$$+ \frac{1}{2} \frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} E_1 E_4 \cos (\omega_1 - \omega_2) t - \frac{1}{2} \frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} E_1 E_4 \cos (\omega_1 + \omega_2) t \ .$$

La corrente alternata anodica si compone dunque: 1) delle due oscillazioni semplici di frequenza f_1 ed f_2, le quali insieme danno luogo ad una oscillazione di frequenza $(f_1 + f_2)/2$, ad ampiezza variabile con frequenza $(f_1 - f_2)$; 2) di un'oscillazione composita, risultante dalla somma di due oscillazioni di frequenza $(f_1 + f_2)$ ed $(f_1 - f_2)$. Quest'ultima oscillazione è quella che viene utilizzata come frequenza intermedia, nei successivi stadi del ricevitore.

Si rileva dunque che la corrente oscillante anodica di media frequenza:

$$I_{amf} = \frac{1}{2} \frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} E_1 E_4 \cos (\omega_1 - \omega_2) t$$

è funzione, oltre che delle ampiezze delle tensioni applicate E_1 ed E_4, anche del fattore $\Delta S_1 / \Delta v_4$, identificabile col quoziente

differenziale $\partial S_1/\partial v_4$, qualora le ampiezze E_1 ed E_4 siano sufficientemente piccole. Dalle caratteristiche è facile ricavare i valori di questo quoziente (fig. 3); si riconosce pertanto l'importanza di una precisa ed adatta regolazione delle tensioni di polarizzazione della prima e quarta griglia, se si vuole ottenere il massimo effetto nel cambiamento di frequenza.

Detta $R_e = L/(RC)$ la resistenza equivalente del circuito oscillatorio anodico accordato sulla frequenza intermedia, valgono le

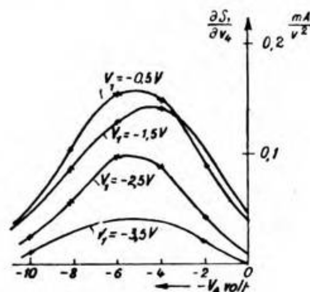


Fig. 3. — Variazioni della pendenza $\partial S_1/\partial v_4$ per l'esodo mescolatore X 4122, in funzione della tensione di polarizzazione di griglia v_4.

seguenti espressioni della tensione alternata ai capi del circuito anodico stesso:

$$E_{mf} = -\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} R_e E_1 E_4 \cos(\omega_1 - \omega_2)\, t \,,$$

se l'oscillazione ad alta frequenza captata non è modulata, e:

$$E_{mf} = -\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} R_e E_1 E_4 (1 + m \cos \Omega\, t) \cos(\omega_1 - \omega_2)\, t \,,$$

se essa è invece modulata con profondità m. Il grado di amplificazione ottenuto dallo stadio vale dunque:

$$\frac{E_{mf}}{E_1} = \frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta v_4} R_e E_4 \,.$$

Queste formule delle tensioni e del grado di amplificazione sono valide come si è detto, purchè la resistenza equivalente R_e sia piccola a paragone della resistenza interna del tubo, e ciò si ottiene in pratica rendendo grande la capacità C e piccola l'induttanza L del circuito oscillatorio a media frequenza.

Una serie di accurate ricerche oscillografiche ha permesso di constatare la validità della teoria svolta. *M. S.*

CRONACA TECNICA

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Nel fascicolo di dicembre 1934 dell'*El. Eng.* A. P. Fugill dà notizia dei risultati ottenuti in una serie di misure effettuate per stabilire il **rumore prodotto da trasformatori.**

In seguito ad oltre 2500 misure effettuate su 60 diversi trasformatori si giunge alla conclusione, che sebbene non sia ancora possibile precisare i valori da assumere come massimi per il disturbo tollerabile, pure si ottengono risultati, che consentono di specificare quali sono i trasformatori che recano disturbo.

Il rumore tollerabile in un trasformatore può essere soddisfacentemente caratterizzato in base alla media di misure eseguite in 25 diverse posizioni del microfono; questo deve naturalmente essere collocato in modo tale da non venire disturbato da rumori esterni.

Attualmente apparecchi di tipo diverso, pur quando si tenga conto delle diversità dei dispositivi analizzatori, danno risultati non concordanti, che possono differire anche di 25 decibel. Si ritiene indispensabile che tutti gli apparecchi vengano tarati e muniti di dispositivi atti a fornire indicazioni simili; questo non può risultare difficile, poichè tutti gli apparecchi sono concettualmente analoghi. Facendo uso dello stesso strumento, le misure effettuate anche a notevole distanza di tempo, se non sono variate le condizioni di esercizio del trasformatore, danno risultati che non differiscono per più di un decibel.

Si è pienamente in grado, con queste misure, di separare i trasformatori silenziosi da quelli che procurano disturbo; la differenza fra l'uno e l'altro gruppo corrisponde a circa 8-10 decibel.

Le misure sono state eseguite con apparecchi nei quali si misura il livello di pressione del disturbo tenendo automaticamente conto, secondo uno schema prestabilito, dell'importanza relativa delle varie componenti. Le valutazioni sono fatte in decibel, assunti secondo le norme americane [1], in base all'espressione:

$$20 \log_{10} \frac{p}{0{,}0002},$$

dove p è la pressione dell'onda sonora in dine per centimetro quadro.

---

[1] P. Lombardi e G. Sacerdote: A. F., 1934, III, p. 260.

Come valore di orientamento, si può dire che un trasformatore che produce un rumore di 50 decibel viene ancora udito, nella quiete della notte, a 300 metri di distanza, mentre un trasformatore che dà luogo ad un rumore di 70 decibel può essere udito facilmente fino a una distanza doppia.

Nello stesso fascicolo è anche riportato uno studio di C. G. Veinott sul **rumore prodotto da piccoli motori.** Le misure in questo caso possono venire effettuate sia in grandi ambienti tranquilli, sia entro speciali casse.

Facendo misure in grandi ambienti, particolare cura deve essere posta nella scelta della distanza del microfono dal motore, in modo da misurare il rumore complessivo senza disturbare il campo sonoro; non si nota in generale differenza fra le varie direzioni, il campo sonoro è cioè quasi simmetrico. È indispensabile tenere conto del fatto che una parte del disturbo viene causata da propagazione di suono attraverso il basamento; misurando il rumore prodotto con e senza basamento isolante, si notano differenze di qualche decibel.

Per prove in officina, dove non è generalmente possibile avere a disposizione un ambiente tranquillo, si ricorre utilmente a misure effettuate entro apposite casse. Queste debbono essere isolanti nei riguardi dei rumori esterni (con isolamento dell'ordine di almeno 40 decibel), e atte ad intensificare all'interno il rumore del motore, per portarne il valore a sufficiente distanza da quello dei disturbi che riescono a penetrare: è quindi consigliabile presentino il tempo di riverberazione più lungo possibile. Esse debbono inoltre non avere pareti parallele, così da ovviare nel miglior modo alla formazione di onde stazionarie.

Secondo l'A non esiste attualmente alcun tipo di microfono pienamente soddisfacente per questo genere di misure. *An. Gi.*

AMPLIFICATORI.

A proposito di **emissione secondaria e amplificazione con circuiti a dinatron,** G. Latmiral tratta — nel *Boll. R.T.R.E.* del luglio-ottobre 1934 — del fenomeno della emissione secondaria nei tubi elettronici: fenomeno che ha condotto all'attuazione dei così detti circuiti « a dinatron ». Egli confronta il circuito a reazione con quello a dinatron per quanto riguarda la produzione di oscillazioni persistenti e l'amplificazione con stadi accordati a radiofrequenza. E propone l'utilizzazione del circuito a dinatron per l'attuazione di stadi di amplificazione aperiodici, mettendone in rilievo i pregi in confronto con i normali amplificatori a resistenza. *P. P.*

ELETTROACUSTICA.

Nell'*E. N. T.* dell'ottobre 1934, G. Madia descrive alcune prove compiute per determinare le **variazioni di resistenza all'interno di una capsula di microfono a carbone.** A tale scopo ha eseguito la taratura di un microfono di questo tipo con il metodo dell'eccita-

zione elettrostatica della membrana, dopo aver introdotto nell'interno della capsula che contiene la polvere di carbone, a diverse distanze dalla membrana vibrante, alcuni elettrodi ausiliari per poter studiare il comportamento di vari strati di polvere.

Per frequenze molto basse i vari strati si comportano allo stesso modo, e la risposta del microfono è indipendente dalla frequenza. Per frequenze elevate, invece, intervengono fenomeni più complessi: si ha una propagazione di onda elastica attraverso la polvere, i vari strati non vibrano più in fase tra loro, e ne consegue una diminuzione nella sensibilità complessiva del microfono. *G. Sac.*

ELETTROTECNICA GENERALE.

I problemi relativi al campo prodotto da una bobina circondata da uno schermo di materiale non magnetico si possono risolvere col metodo diretto, applicando al sistema le equazioni del Maxwell; se non che, anche introducendo le opportune semplificazioni che caso per caso si possono presentare convenienti, il meccanismo del calcolo risulta pur tuttavia assai complesso. Ben più semplice è il metodo basato sulla scomposizione dello schermo in un adeguato numero finito di elementi: se ne occupa J. Hak in *H. F. Techn. u. El. Ak.* del marzo 1934, trattando di un **metodo di calcolo approssimato per i problemi relativi alle schermature.**

L'applicazione della legge di Ohm generalizzata permette di determinare, per ogni elemento dello schermo, la corrente circolante in esso, in rapporto alla corrente che percorre la bobina, tenendo conto dell'autoinduzione e della resistenza dell'elemento, delle mutue induzioni fra l'elemento e gli altri dello schermo, ed infine della mutua induzione fra l'elemento stesso e la bobina producente il campo magnetico.

A titolo di esempio, si può considerare il caso di una bobina cilindrica circondata simmetricamente da uno schermo cilindrico coassiale. Scomposto lo schermo in $2\,p$ parti anulari, si dimostra che il rapporto (complesso) fra la corrente di una delle parti dello schermo e la corrente della bobina, risulta espresso per mezzo del rapporto di funzioni lineari di determinati polinomi di p^{o} grado, in cui come variabile è da considerare la quantità:

$$C = \frac{p\ 10^{5}}{f\ s}\,\rho\,,$$

ρ essendo la resistività del materiale componente lo schermo, s la sezione totale longitudinale dello schermo ed f la frequenza in gioco; i coefficienti dei polinomi dipendono invece essenzialmente dalle autoinduzioni e dalle mutue induzioni degli elementi dello schermo, e sono pertanto dipendenti dal proporzionamento dello schermo stesso.

Per facilitare i calcoli, l'A, dopo aver dimostrato che una divisione relativamente grossolana ($2\,p = 10$) dello schermo dà già un'approssimazione più che sufficiente per i bisogni della pratica, riporta estese e diligenti tabelle dei coefficienti ora detti, per svariati proporzionamenti dello schermo. *M. S.*

*

Se si esaminano i concetti derivanti dalla teoria dei solidi elastici e relativi alle deformazioni prodotte da un certo numero di sollecitazioni distinte, si può mettere in rilievo la loro analogia con alcuni fenomeni elettrici ed enunciare così il teorema di Rayleigh per i circuiti elettrici lineari. La trattazione è poi suscettibile di essere estesa al caso generale di un campo elettromagnetico, secondo i criteri adottati da Lorentz e Sommerfeld, ovvero secondo quelli sviluppati da Carson. In un articolo di G. Latmiral su **teorema di reciprocità e radiocomunicazioni**, pubblicato nel *Boll. R.T.R.E.* del luglio-ottobre 1934, i due procedimenti vengono confrontati tra loro, se ne discutono i limiti di validità e si accenna alle applicazioni che da ognuno di essi possono derivare. *P. P.*

MISURE.

Nel numero dell'agosto 1934 di *El. Eng.* A. L. Albert e T. B. Wagner parlano della **misura del coefficiente di assorbimento acustico di materiali.** Questa determinazione può eseguirsi col metodo della camera di riverberazione o col metodo dell'onda riflessa. Il primo è il metodo più esatto e più comunemente adottato, ma richiede mezzi ed apparecchiature ingenti per la sua attuazione. Il secondo, assai più comodo, utilizza generalmente un'apparecchia-

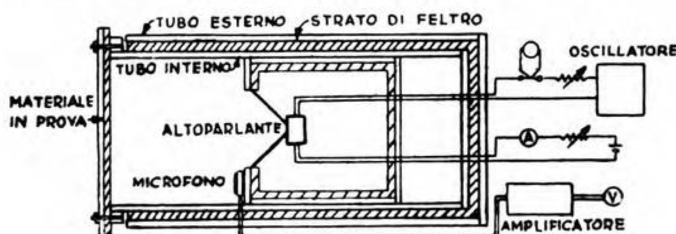


Fig. 1. — Schema del dispositivo di misura.

tura che per precisione e sensibilità non è adeguata agli attuali microfoni, altoparlanti, amplificatori, ed è questo uno dei motivi principali per cui è stato a poco a poco abbandonato.

La nota riporta risultati ottenuti attuando questo secondo metodo con apparecchiatura adatta, e raggiungendo un esito soddisfacente sia per la precisione, sufficiente per prove industriali, sia per la facilità di esecuzione. Il metodo si basa su una misura di confronto fra il materiale in prova ed un campione precedentemente tarato col sistema della camera di riverberazione. Quando un'onda sonora colpisce una parete liscia, una piccola parte della energia si trasmette attraverso alla parete, una parte pure assai piccola è assorbita per perdite di attrito, e la maggior parte, circa il 97 %, si riflette. Se un tubo è chiuso ad una sua estremità da una parete siffatta e all'altra estremità viene emesso un suono, questo

si riflette quasi totalmente, e le due onde diretta e riflessa danno luogo a nodi e a ventri lungo tutto il tubo. Se invece la parete è assorbente, l'onda riflessa è più debole della diretta, e le onde stazionarie sono meno pronunciate. Facendo questa prova con una superficie campione di cui si conosca il coefficiente di assorbimento, e con un'altra qualsiasi, si può determinare per confronto il coefficiente di assorbimento di quest'ultima.

Il tubo di prova deve essere a doppia parete per evitare radiazioni sonore all'esterno. Prove preliminari hanno indicato che occorre un altoparlante avente una risposta uniforme con la frequenza; per la misura della pressione sonora si fa uso di un microfono piezoelettrico. Naturalmente la distanza del complesso altoparlante e microfono dalla parete riflettente deve essere tale che l'onda riflessa risulti in fase con quella diretta: tale distanza può essere ad esempio uguale a mezza lunghezza d'onda. La misura può eseguirsi anche quando si abbiano forti rumori nell'ambiente. Nella fig. 1 è riportata schematicamente la configurazione del tubo di prova.

Sch.

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

Circa cento anni fa, insieme con i primi esperimenti di macchine a vapore e con la costruzione delle prime ferrovie, sono stati compiuti i tentativi iniziali di trasmissione di scritti utilizzando i fenomeni elettromagnetici, di cui si cominciava allora ad avere sicura nozione.

La ricerca di un mezzo elettromagnetico di comunicazione è stata contemporaneamente affrontata e risolta, dopo gli esperimenti di Gauss e Weber, da Carlo Wheatstone di Gloucester, Carlo Augusto Steinheil di Monaco e Luigi Magrini di Venezia; sulla **invenzione del telegrafo elettromagnetico** per opera di quest'ultimo alcune interessanti notizie vengono ricordate da G. Provenzal in una comunicazione del 21 ottobre 1934 al Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere ed Arti.

Nel sistema dell'italiano si faceva uso, per la ricezione dei segnali, di tre galvanometri e combinandone opportunamente le deviazioni si ottenevano le varie lettere, secondo un codice stabilito; per la trasmissione il Magrini aveva inventato una macchina, costituita essenzialmente da una tastiera, che permetteva la trasmissione di una lettera con la semplice pressione di un tasto. La connessione fra la stazione trasmittente e quella ricevente avveniva mediante un cavetto a tre coppie (di cui il Magrini dette anche una particolareggiata descrizione), occorrente per la trasmissione contemporanea dei tre distinti impulsi ai galvanometri.

All'inconveniente indubbio della necessità dei sei conduttori per il collegamento, il sistema del Magrini contrapponeva il notevole vantaggio di mettere a disposizione per la trasmissione una macchina a semplice tastiera.

Le esperienze, effettuate in Venezia negli ultimi giorni del luglio 1837 su di un circuito di 1200 metri, dimostrarono brillantemente la bontà del sistema, ma le autorità austro-venete, per quanto

sollecitate, non si interessarono della cosa ed il telegrafo del Magrini non ebbe ulteriori sviluppi od applicazioni.

Il Magrini, che fu in sèguito professore di fisica a Milano e quindi a Firenze, compì anche importanti studi nel campo dell'elettrologia, dell'elettroacustica (con la costruzione — fra l'altro — di uno strumento musicale elettrico), della meteorologia e della geologia: nello studiare i soffioni boraciferi di Larderello contrasse la malattia che doveva condurlo alla morte, avvenuta a Firenze nel 1868. *An. Gi.*

*

Nella *Siemens Z. S.* del settembre 1934 K. Friedrich si occupa dei lavori preliminari svolti dal C.C.I.T. nella riunione tenuta quest'anno a Praga e relativi alla **istituzione di comunicazioni internazionali tra privati a mezzo di macchine telescriventi**, ed illustra un

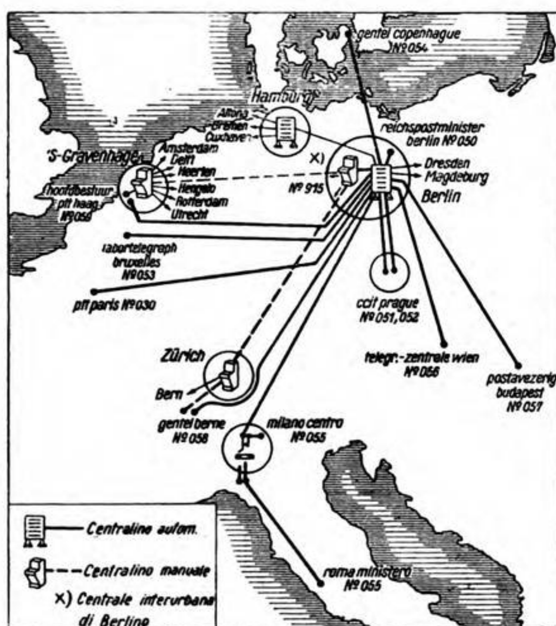


Fig. 1. — Carta dei collegamenti con macchine telescriventi per la riunione del C.C.I.T. in Praga.

riuscito esperimento in occasione di detta riunione. I collegamenti, rappresentati schematicamente in fig. 1, erano stabiliti attraverso il centralino automatico di Berlino; per quanto riguarda il nostro paese è da osservare che la telescrivente, installata in un primo tempo a Milano, venne successivamente trasportata a Roma, in seguito all'attivazione di un canale a telegrafia ottupla Milano-Roma.

Nell'articolo originale vengono ricordate le caratteristiche dei sistemi in uso nei vari paesi per il traffico tra privati, con particolare riguardo alla Germania; ove esistono due reti urbane, Berlino ed Amburgo, estese rispettivamente a Magdeburgo e Dresda da un lato ed a Brema e Cuxhaven dall'altro, collegate tra loro da canali di telegrafia a corrente alternata e di telegrafia infraacustica, ed a funzionamento completamente automatico. L'utente di una rete dispone di un disco combinatore di tipo ordinario; con la formazione della prima cifra viene, dal centralino locale, collegato al centralino lontano; questo a sua volta, durante la formazione delle tre cifre successive, effettua la selezione dell'utente chiamato, la cui macchina, se libera, trasmette al chiamante il proprio nominativo. La chiamata fra due utenti della stessa rete è effettuata con tre sole cifre.

Le telescriventi sono molto diffuse anche in Olanda ed in Inghilterra, ove per altro il servizio è organizzato secondo un principio diverso e si svolge sugli ordinari circuiti telefonici: l'utente inserisce la telescrivente al posto dell'apparato telefonico ordinario, dopo essersi accordato col corrispondente, a voce per le comunicazioni urbane, ed a mezzo dell'ufficio interurbano per le comunicazioni fuori dell'ambito della rete locale. Tale tipo di servizio è del resto in vigore anche in Germania, ove soddisfa i bisogni di una particolare cerchia di utenti.

Recentemente la Svizzera ha istituito anch'essa il servizio privato con telescriventi, che viene svolto manualmente e su circuiti telegrafici. Il servizio è stato creato non tanto per soddisfare le esigenze del traffico interno quanto per quelle del traffico estero; è pertanto naturale che si sia voluto istituire subito il collegamento con la Germania, che funziona fin dal maggio 1934.

Sono state iniziate successivamente le pratiche per stabilire il collegamento Germania-Olanda e persino un'agenzia giornalistica parigina è oggi collegata con la rete di Berlino.

Questi primi collegamenti fanno prevedere prossima l'estensione dei servizi internazionali a tutti i principali stati europei; estensione che verrebbe a soddisfare reali necessità dei traffici internazionali a complemento, e forse in concorrenza, del servizio telefonico.

I circuiti telegrafici veri e propri ed i canali di telegrafia stabiliti nei cavi telefonici offrono vasta possibilità di disimpegnare anche il servizio a mezzo di telescriventi; che dovrebbe essere per ora svolto manualmente, per ovvie ragioni politiche ed economiche, e per non avere complicazioni tecniche che appaiono nettamente superflue. Per questo il C.C.I.T. ha già emanato alcune norme tecniche generiche che, è da augurarsi, saranno presto seguite da convenzioni più particolari sui sistemi di tariffe e sulla disciplina dei servizi, e da una integrale applicazione delle norme di unificazione (velocità di rotazione delle macchine, alfabeti, e via dicendo) già dettate dal comitato stesso. *E. Cr.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

A. GEMELLI e G. PASTORI. — *L'analisi elettroacustica del linguaggio.* — Società Editrice « Vita e Pensiero », Milano, 1934. — Un volume di XXVIII - 250 pagine, con 49 figure, 88 tavole e 4 tabelle fuori testo. — Prezzo L. 75.

Fra le varie sue applicazioni, l'elettroacustica fornisce oggi i mezzi più efficaci per la raccolta del materiale occorrente allo studio del linguaggio dal punto di vista psicologico. In generale, i metodi seguiti a tale scopo si distinguono in metodi diretti, che fanno ricorso all'uso di risuonatori o ad un esame acustico soggettivo, e in metodi indiretti, con i quali si trasformano i fenomeni acustici in fenomeni meccanici oppure ottici. I procedimenti di quest'ultima categoria si erano, per il passato, dimostrati poco fedeli, e non atti ad escludere elementi perturbatori; ora invece i metodi elettroacustici (che devono anche essere classificati fra gli indiretti) consentono notevole sicurezza e fedeltà di risultati, e offrono condizioni favorevoli per l'esame dello psicologo.

L'analisi elettroacustica può praticarsi per due vie: quella della registrazione oscillografica, nella quale alle compressioni e rarefazioni d'aria, prodotte da una sorgente sonora, corrispondono le deviazioni di un raggio luminoso, capace di impressionare una carta o una pellicola sensibile, e di tracciare così un oscillogramma; e quella della registrazione automatica dello spettro del suono complesso, cioè del grafico da cui risulta l'insieme dei suoni semplici componenti.

Gli AA sono studiosi di psicologia, che si valgono, come mezzo delle loro ricerche, dello strumento sperimentale offerto dall'elettroacustica. Nella descrizione tecnica dei procedimenti seguiti non ci si deve quindi attendere un importante contributo nel ramo elettroacustico, ma piuttosto l'applicazione di mezzi già studiati e approfonditi altrove.

Le registrazioni sono state eseguite su zona di carta sensibile, con oscillografo a specchio a sospensione bifilare. L'uso dell'oscillografo catodico, privo di inerzia, è stato giudicato dagli AA come poco adatto per le lunghe registrazioni qui occorrenti, a causa della instabilità della traccia luminosa, che facilmente, in taluni apparecchi, si allarga e si deforma dopo un certo tempo.

La parte principale dell'opera verte sull'esame degli oscillogrammi di semplici suoni, di parole, di frasi: vari capitoli sono dedicati alla struttura delle vocali, delle consonanti e dei fenomeni più complessi. Alcuni esempi di queste analisi sono già apparsi in

precedenti pubblicazioni degli AA (1). Il presente volume è fornito di un'ampia documentazione costituita da ricche serie di oscillogrammi. *L. Sp.*

*

D. E. Ravalico. — *Il radiolibro.* — U. Hoepli, Milano, 1935. — Un volume di XXIV-550 pagine, con 415 figure, 110 schemi di circuiti e 36 tabelle. — Prezzo L. 18.

È questa la seconda edizione aggiornata ed ampliata di un volume di cui si è già riferito (2); essa ne conserva il carattere generale, pur segnalandosi per la maggiore ampiezza con cui sono trattati i rami di più recente evoluzione.

Sono stati introdotti, tra gli altri, nuovi capitoli riguardanti sia i ricevitori per onde corte medie e lunghe, sia i recenti perfezionamenti nella costruzione delle singole parti dell'apparecchio radioricevente moderno. Riuscirà anche assai utile il trovare riportate le caratteristiche di funzionamento dei tubi elettronici sia della serie americana sia di quella europea.

Sebbene si rilevino, qua e là, talune imprecisioni ed inesattezze, non tutte trascurabili, pure si debbono riconoscere a questo volume pregi di chiarezza e di semplicità, che lo rendono particolarmente adatto allo scopo pratico a cui è destinato. *P. P.*

*

D. E. Ravalico. — *Prodigi e misteri delle radioonde.* — V. Bompiani, Milano, 1935. — Un volume di 325 pagine, con 60 figure. — Prezzo L. 12.

L'opera ha per intento precipuo l'esposizione, in forma piana ed attraente, di quanto costituisce attualità in materia di radioonde. Prese le mosse dagli inizi di questa pur giovane scienza, vengono passati in rassegna gli eventi più salienti, che ne segnarono, nel campo teorico ed in quello sperimentale, le pietre miliari.

Con una esposizione dei vari argomenti intercalata di frequente da paralleli e da confronti intesi ad agevolarne la comprensione da parte dei profani, si descrivono le svariate proprietà delle radioonde, il loro complesso comportamento e le ipotesi che questo dovrebbero giustificare, ed infine gli effetti ed i fenomeni che ne derivano. La trattazione mette in evidenza l'insieme delle conquiste gradualmente raggiunte dalla tecnica della radio e lo straordinario sviluppo oggi conseguito nel campo delle loro pratiche applicazioni.

Talvolta l'A si indugia forse un po' troppo su minuti particolari di applicazioni tecniche, col risultato di appesantire alquanto una trattazione che vuol essere a carattere divulgativo ed esige perciò speciali doti di semplicità e di chiarezza.

Trattando della rapida e continua evoluzione della radiotecnica,

---

(1) A. F., 1933, II, p. 123; e 1934, III, p. 626.
(2) A. F., 1933, II, p. 597.

il libro vuol consentire al lettore di gettare uno sguardo nel misterioso mondo del futuro e fargli intravedere qualche singolare aspetto della vita dell'umanità nelle epoche in cui la radio avrà raggiunto ulteriori gradi di perfezione. In questa esplorazione del futuro si rileva come l'amore e l'entusiasmo per la materia trattata portino il pensiero dell'A nel mondo della pura fantasia; riesce pertanto difficile, se non impossibile, una valutazione delle sue previsioni arditissime. *E. Ci.*

*

A. L. REIMANN. — *Thermionic Emission.* — Chapman a. Hall, London, 1934. — Un volume di XI-324 pagine, con 64 figure e 19 tabelle, legato. — Prezzo 21 scellini.

Nell'ultimo decennio i progressi compiuti nel campo della emissione di elettricità dai corpi caldi sono stati veramente importanti, sia dal punto di vista sperimentale, sia da quello teorico. Nel campo sperimentale ciò fu dovuto ai sostanziali perfezionamenti della tecnica del vuoto e della purificazione dei metalli nel vuoto. Nel campo teorico la statistica classica, maxwelliana, degli elettroni nei metalli ha dovuto cedere il posto alle statistiche quantiche; il problema dell'emissione di un elettrone da un metallo va oggi trattato come un problema di meccanica ondulatoria, problema di trasmissione di un elettrone attraverso una barriera di potenziale.

L'A ha avuto per iscopo di presentare, non solo agli specialisti nel campo della termoelettronica, ma anche ai fisici in genere, un volume che dell'argomento desse una moderna visione d'insieme. A noi pare che questo scopo sia stato brillantemente raggiunto nei sei capitoli in cui il volume è diviso.

Il primo capitolo contiene un'esposizione succinta dei fatti fondamentali e della loro interpretazione termodinamica ed elettronica. Il secondo tratta dell'emissione termoelettronica dei corpi puri, e in massima parte è una raccolta dei valori sperimentali più attendibili per la costante di emissione A dei metalli e per il lavoro di estrazione χ (*work function*).

Il complicatissimo comportamento dei metalli contaminati è descritto nel capitolo terzo. Sebbene l'A avverta che i tipi di contaminazione interessanti si possono ridurre a due fondamentali (tipo « metallo A - metallo B » e tipo « metallo A - ossigeno - metallo B »), tuttavia il capitolo è diviso in quattro sezioni. Le prime tre trattano rispettivamente i casi: 1) torio su tungsteno, 2) cesio su tungsteno, e cesio su tungsteno ossigenato, 3) bario su tungsteno, e bario su tungsteno ossigenato; la quarta sezione è un cenno sommario, ma ottimo, del caso generale di contaminazione della superficie emettente.

Il capitolo quarto è dedicato ai catodi a ossido, la cui importanza tecnica è veramente notevolissima: ad essi si deve sostanzialmente la risoluzione del problema del riscaldamento indiretto dei catodi nei tubi termoelettronici, perchè solo dai catodi a ossido, alla temperatura del rosso cupo, si ottengono già emissioni dell'ordine di 1 A/cm² di corrente elettronica; alla stessa temperatura

l'emissione termoelettronica di 1 cm^2 di un catodo di tungsteno puro sarebbe del tutto inapprezzabile. L'A parla ampiamente della preparazione dei catodi ad ossido e del loro comportamento; sebbene non manchi mai di accennare durante l'esposizione dei fatti sperimentali alla possibilità di inquadrarli in una soddisfacente teoria, soltanto l'ultimo paragrafo del capitolo è esplicitamente dedicato alla interpretazione teorica del fenomeno dell'emissione termoelettronica dai catodi ad ossido.

Con questo capitolo si chiude l'esposizione dei fatti sperimentali di termoelettronica, e il capitolo seguente è dedicato alla teoria generale moderna (Fowler, Nordheim) della emissione termoelettronica.

L'ultimo capitolo è riservato alla emissione di ioni dai corpi caldi; è questa la termoionica propriamente detta. Ad essa solo un brevissimo cenno era stato fatto in fondo al primo capitolo e nel terzo capitolo, specialmente per ricordare il caso particolarmente semplice di un metallo *A* sufficientemente caldo, in presenza di un vapore di un metallo *B* elettropositivo rispetto ad *A* (esempio caratteristico: tungsteno in vapori di cesio). Il capitolo è diviso in due sezioni: emissione da elettroliti, emissione da metalli. Quest'ultima sezione termina con un cenno sull'emissione di ioni da metalli puri e con brevi considerazioni termodinamiche su tale fenomeno.

In complesso dunque l'A, valendosi di un acuto ed equilibrato senso critico, ha potuto raccogliere in un volume di mole non eccessiva un ricchissimo insieme di dati e fatti sperimentali ormai definitivamente acquisiti, e sa guidare il lettore attraverso la comprensione e il ricordo di essi mediante un filo teorico continuo ed efficace. Egli può dunque ritenere di aver assolto perfettamente il suo compito, e di aver dato luogo ad un'opera capace di sostituire quella classica, ma ormai vecchia, del Richardson.

Nel presentare tanto favorevolmente, come merita, il libro del Reimann, bisogna però avvertire che, d'accordo con quanto è detto nella prefazione, il volume riescirà veramente proficuo soltanto allo studioso la cui preparazione, sperimentale e teorica, sia notevolmente elevata.

Per evidente partito preso l'A, che pur non rifugge dal soffermarsi su taluni particolari di tecnica sperimentale, ha eliminato dal suo libro ogni schema di prove e di esperienze; tutte le figure contengono diagrammi di risultati o schemi di barriere di potenziale. Ora, sol chi sarà già molto padrone della parte sperimentale nel campo della termoelettronica e della termoionica, potrà ritenere superflui tali schemi.

Nella parte teorica l'A ha svolto considerazioni che presumono una buona conoscenza della termodinamica e della meccanica statistica, sia classica sia quantica; anzi egli stesso avverte che in generale i risultati teorici sono fissati senza essere effettivamente dedotti, e rimanda per ciò alla lettura dei trattati di fisica o ai lavori originali. Di questi ultimi è un'ampia bibliografia in fondo ad ogni capitolo.

Ad un lettore sufficientemente maturo il libro del Reimann riuscirà utilissimo e gradito. Molte sue pagine sono magistralmente

scritte: si possono citare ad esempio le due tacitiane, efficacissime, sul lavoro di estrazione fotoelettronico (pag. 73 e 74) e quelle (pag. 108 e 109) ove si espongono le ragioni per le quali il filamento di tungsteno toriato, in condizioni di massima attivazione, si deve ritenere coperto da uno strato monomolecolare di torio.

El. Pe.

*

J. H. Reyner. — *Television*. — Chapman a. Hall, London, 1934. — Un volume di XII-196 pagine, con 88 figure e 12 tavole, legato. Prezzo 12 scellini e 6/10.

Il libro vuol dare al lettore un'idea chiara e precisa delle basi scientifiche della televisione e dei sistemi per essa adottati in pratica, mettendolo al corrente dei problemi, numerosi ed attraenti, nati da quest'ordine di studi e dei quali si va tuttora cercando o perfezionando la soluzione.

Lo scopo appare raggiunto; la materia trattata nei diciassette capitoli, in cui il libro si divide, è ricca e saggiamente distribuita: a partire dai principi generali di analisi e traduzione elettro-ottica delle figure, via via attraverso la descrizione degli organi essenziali (fotocellule, tubi di Braun speciali, dispositivi di sincronismo e via dicendo) nonchè delle apparecchiature americane ed europee più recenti, fino ai cenni sui tentativi, ancora poco noti, e limitati all'àmbito di pochi e specialissimi laboratori, di televisione di alta qualità, stereoscopica, a colori.

Tra i pregi sostanziali dell'opera è da menzionare una voluta e ben intesa limitazione nella descrizione di particolari tecnologici, concettualmente superflui, presto sorpassati in una tecnica, come questa, in pieno divenire e suscettibili, del resto, di essere approfonditi in più adatta sede dal lettore meno frettoloso. Tra i pregi formali: la suddivisione del testo in brevi paragrafi individuati da un titolo, la singolare chiarezza di esposizione, lo stile facile e fluente che rende assai gradevole la lettura.

È però da avvertire che, sebbene il libro sia essenzialmente descrittivo e privo di sviluppi analitici, non è per questo un'opera di volgarizzazione intesa in senso lato, che si attardi a riepilogare le proprietà elementari di triodi, ricevitori, trasmettitori e simili. Talchè una certa familiarità con la tecnica delle alte frequenze è necessaria, non solo al lettore che voglia meditare quei passi (e non sono pochi) ove l'A è stato più conciso, ma pur anche a colui che intenda appagarsi di una più sommaria comprensione del volume.

E. Cr.

*

A. H. Davis. — *Modern Acoustics*. — G. Bell, London, 1934. — Un volume di XI-345 pagine, con 104 figure, legato. — Prezzo 26 scellini.

È questo un nuovo volume che viene ad aggiungersi alla numerosa serie di trattati di acustica moderna della letteratura anglo-americana. Il nome dell'A, ben noto per le sue importanti ricer-

che nel campo dell'acustica architettonica, è sicura garanzia della serietà di intenti e della competenza, con cui la trattazione è stata condotta.

La natura del testo è essenzialmente tecnica e pratica: non vi si dà eccessivo sviluppo alle questioni di natura teorica e matematica, per lasciare ampio spazio alla descrizione dei metodi sperimentali.

I primi capitoli trattano delle proprietà generali dei suoni e della loro generazione: in riassunto vengono ricordate le relazioni di propagazione per i tipi di sorgenti sonore che possono più facilmente incontrarsi. La teoria degli apparecchi elettroacustici viene svolta senza entrare in minuti particolari; un capitolo è dedicato alla descrizione di quegli apparati elettrici (oscillatori, amplificatori, oscillografi) che sono corredo indispensabile di ogni laboratorio di acustica. Larga parte di spazio è dedicata alle misure di intensità, riverberazione, frequenza e forma. Gli ultimi capitoli trattano delle proprietà assorbenti ed isolanti dei materiali, dell'acustica fisiologica e dell'acustica architettonica.

Il testo è di facile lettura, corredato da numerose e nitide figure, accompagnato da molte citazioni bibliografiche. Sarà letto e consultato con vantaggio da chi desideri una chiara esposizione della moderna acustica applicata. *G. Sac.*



E. Grossmann. — *Ultraakustik.* — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934. — Un volume di 72 pagine, con 28 figure e 2 tabelle. — Prezzo R. M. 6,50.

Questo piccolo libro, che costituisce l'ultima parte del XVII volume del « Handbuch der Experimentalphysik », fornisce una compiuta esposizione delle attuali conoscenze sugli ultrasuoni; per quanto non vi si trovino risultati di ricerche nuove, la sua lettura risulta molto utile ed efficace, per la chiarezza dell'esposizione e per la visione sintetica dell'argomento, alla quale consente di pervenire.

Il lavoro è diviso in quattro capitoli. Nel primo di essi dopo avere passato in rassegna i metodi di produzione e di ricezione di ultrasuoni che sono basati su principi meccanici e termici, si tratta, più ampiamente, degli apparecchi che utilizzano i fenomeni di piezoelettricità e di magnetostrizione: argomento assai importante, che lascia nel lettore il desiderio di una trattazione meno succinta e meno schematica di quella qui imposta dai limiti assegnati all'opera.

Il tema molto interessante, ma non facilmente accessibile, dei fenomeni di diffrazione della luce mediante ultrasuoni è illustrato felicemente in alcune pagine del secondo capitolo, dedicato alla propagazione e quindi in parte alla riflessione ed alla trasmissione.

Seguono nel terzo capitolo l'esposizione delle teorie sulla velocità di propagazione, sull'assorbimento e sulla dispersione, e quella dei metodi sperimentali di misura.

Le ultime pagine, costituenti il quarto capitolo, sono dedicate all'esame degli effetti meccanici, fisici e fisiologici degli ultrasuoni. L'argomento può dirsi in verità poco più che accennato, poichè l'esposizione si riduce ad una semplice elencazione dei risultati sperimentali, ma ciò riflette del resto lo stato attuale, molto frammentario, delle nostre conoscenze su questa parte della fisica; essa è purtroppo ancor poco nota, in paragone specialmente del grande interesse e delle notevoli speranze, che le applicazioni degli ultrasuoni hanno suscitato negli ambienti fisici e medici.

Un'abbondante bibliografia integra il volumetto, di presentazione tipografica molto accurata. *An. Gi.*

*

F. Trendelenburg. — *Fortschritte der physikalischen und technischen Akustik.* — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934. — Un volume di 209 pagine, con 102 figure e 2 tabelle. — Prezzo R. M. 6,60.

Della prima edizione di questo pregevole volumetto fu già, a suo tempo, data notizia (1); la presente seconda edizione è stata aggiornata con l'aggiunta di un supplemento di una quarantina di pagine, nelle quali si passano in rassegna, in forma concisa, i progressi compiuti nel campo dell'acustica dal 1932 ad oggi.

Tutti i vari temi sono qui rappresentati. Particolarmente interessanti appaiono le pagine dedicate all'esposizione degli studi sugli spettri degli strumenti musicali, sull'acustica fisiologica e sui silenziatori. Non manca una breve rassegna dei risultati degli ultimi esperimenti di acustica architettonica.

Non si può che confermare il giudizio assai favorevole già espresso su questa opera, e consigliare la lettura o la consultazione di essa a chiunque voglia farsi un'idea completa dello stato attuale degli studi di acustica. La bibliografia, che chiude in degno modo l'interessante volumetto, si presenta come ricchissima e ben aggiornata. *An. Gi.*

*

A. Haas. — *Physik des Tonfilms.* — B. G. Teubner, Leipzig u. Berlin, 1934. — Un volume di 74 pagine, con 34 figure, legato. — Prezzo R. M. 2,20.

Arturo Haas, professore di fisica all'Università di Vienna, autore tra l'altro di una « Einführung in die theoretische Physik » in due volumi, di altissimo valore scientifico e didattico, che ha già avuto l'onore di numerose edizioni, ha raccolto in questo libretto un sunto semplificato e reso nella forma più popolare possibile, di un corso di lezioni sulle pellicole sonore, tenuto nel semestre invernale 1933-34 all'Università di Vienna. Nessuna pretesa dunque di trattato scientifico, ma semplice volumetto di vol-

(1) A. F., 1933, II, p. 597.

garizzazione su di un tema che giustamente appassiona ogni categoria di persone colte.

Così forte è stato nell'A il desiderio di riescire accessibile al maggior numero di lettori, da indurlo a concludere il breve lavoro con un indice dei termini tecnici non spiegati nel testo. Vi troviamo « ampiezza », « luce monocromatica », « elettrostatico », « frequenza », « ascissa », « potenza », e così via. Si può dunque concludere che il libretto è stato scritto per lettori la cui cultura fisica e matematica non supera certo quella fornita dalle nostre scuole medie superiori.

Dopo qualche breve cenno storico, l'A passa subito al concetto di suoni semplici e suoni composti, ed espone i fatti principali relativi all'acustica fisiologica, alla generazione e alla ricezione del suono, alla misura dei rapporti delle intensità sonore. Il secondo capitolo tratta della trasformazione del « ritmo acustico » in « ritmo elettrico », cioè della produzione di una corrente elettrica fonica; vi è fatta una rapida ma efficace rassegna dei microfoni, da quelli a carbone, a quelli a condensatore, a quelli elettrodinamici; il capitolo si conclude con un cenno, necessariamente sommario, sulle amplificazioni delle correnti microfoniche mediante gli amplificatori termoelettronici.

Alla registrazione fotografica è dedicato il terzo capitolo. Esso si inizia, come i due precedenti, con qualche succinta notizia storica; descrive i vari metodi di modulazione della luce da parte della corrente fonica: modulazione con la cellula Kerr o con l'oscillografo a luce negativa (*Glimmlicht*) o con l'oscillografo tipo Duddell; e infine parla dei due metodi di registrazione fotografica della luce modulata (registrazione ad area variabile e registrazione a densità variabile). Poche righe trattano della tecnica del passaggio dalla pellicola negativa alla pellicola positiva e della tecnica della sincronizzazione.

Il quarto capitolo è riservato ai metodi fotoelettrici che permettono di riottenere, durante la proiezione cinematografica, la corrente fonica dalla registrazione fotografica di cui si è parlato al capitolo terzo. Ed infine l'ultimo capitolo parla degli apparecchi che, alimentati da questa corrente fonica, riproducono il suono originario con amplificazioni che giungono fino oltre i 100 decibel: il capitolo è dedicato essenzialmente agli altoparlanti e termina con qualche nozione di acustica architettonica.

Inquadratura dunque completa e organica del problema della pellicola sonora a registrazione ottica. È ammirevole come l'A, limitandosi alle parti più essenziali di ogni argomento, alla descrizione dei soli apparecchi più recenti e più significativi, abbia potuto assolvere al compito di tenersi in limiti così modesti.

Qualche dubbio può esprimersi sulla possibilità di essere davvero compresi quando il desiderio di riescire accessibili ad una vastissima cerchia di lettori urta contro talune necessità di una scienza, la fisica pura e applicata, la quale va facendosi ogni giorno più difficile; e qualche riserva, nel nostro caso, può manifestarsi circa il non completo rigore o la non chiara comprensibilità di alcune delle definizioni di termini tecnici, raccolte, come si è detto,

in fondo al libro. Ma bisogna avvertire che non si crede possibile fare meglio dell'Haas quando ci si voglia tenere in limiti di spazio così ristretti e si voglia fare uso di un linguaggio piano ed elementare come richiede lo scopo divulgativo di un siffatto volume.

El. Pe.

*

G. Oberdorfer. — *Die Ortskurventheorie der Wechselstromtechnik.* — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1934. — Un volume di 88 pagine, con 52 figure. — Prezzo R. M. 4,50.

Nello studio di numerosi problemi riguardanti le correnti alternate e più in generale nello studio di fenomeni periodici qualsiansi, accade assai spesso di dover determinare la variazione di una grandezza, rappresentabile con un vettore, in funzione di un dato parametro. Ricorrendo alla rappresentazione grafica di tale grandezza, cioè portando i vettori corrispondenti a partire da un'origine fissa, avviene che l'estremo del vettore si sposti con continuità al variare del parametro, descrivendo una linea che ne è il luogo geometrico rappresentativo: su questo luogo si può segnare una graduazione portante l'indicazione dei valori del parametro variabile.

Tale rappresentazione ha il vantaggio essenziale di una grande evidenza, prestandosi a sintetizzare il fenomeno e a mostrare, con una chiarezza superiore a quella che generalmente sarebbe data dall'equazione, la relazione di dipendenza funzionale. Inoltre tale forma di rappresentazione, senza molto complicarsi, può venire efficacemente completata, quando occorra studiare l'influenza contemporanea di due parametri: assegnando valori determinati ad uno di essi e facendo variare l'altro con continuità, si ottiene una schiera di curve quotate.

Nel libro dell'Oberdorfer, dopo un'introduzione che spiega il calcolo con i numeri complessi e la relativa rappresentazione grafica, si studiano i diagrammi nei casi più semplici in cui essi si riducono a rette o a cerchi, a fasci di rette o di cerchi. Si analizzano inoltre le trasformazioni mediante le quali da un diagramma si passa ad un altro. Prescindendo dal caso semplicissimo dell'aggiunta o della sottrazione di un vettore costante (il che non fa altro che spostare il diagramma senza alterarne nè forma nè grandezza), esse sono essenzialmente due: il prodotto per un operatore complesso (*Drehstreckung* lo chiama l'A, ed il vocabolo molto espressivo indica che ognuno dei vettori originari viene variato nella sua grandezza e rotato di un determinato angolo), e l'inversione (*Inversion*, operazione con cui si sostituisce ad ogni vettore il vettore inverso). Quest'ultimo procedimento, che trova la sua più ovvia applicazione nel passaggio da diagrammi di impedenza a diagrammi di ammettenza, è il più interessante in quanto che trasforma le rette in altre rette o in cerchi e viceversa.

Per ogni costruzione l'A ha riassunto vicino alla figura le operazioni necessarie, cosicchè il libro si presta anche ad una rapida consultazione che permette l'applicazione immediata senza la necessità di richiamare la teoria.

L'ultima parte dell'opera tratta vari esempi riferentisi alla tecnica delle correnti alternate (linee elettriche, trasformatori, circuiti con elementi variabili, motori asincroni), dai quali si possono rilevare in forma concreta i vantaggi del metodo grafico. *P. G.*

*

H. BARKHAUSEN. — *Elektronen-Röhren.* III Band: *Rückkopplung.* — S. Hirzel, Leipzig, 1935. — Un volume di XVI-174 pagine, con 85 figure. — Prezzo R. M. 5,50 (legato R. M. 7).

Il terzo volume dell'opera del Barkhausen, del cui secondo volume è stata data recente segnalazione [1], è dedicato allo studio degli accoppiamenti reattivi.

Nella prima e più ampia parte del libro vengono ricavate in forma generale le condizioni di innesco di oscillazioni persistenti in un tubo elettronico; esse sono poi utilizzate per lo studio delle oscillazioni nel caso di tubi inseriti secondo gli schemi classici con accoppiamento reattivo interno od esterno, o con controllo a cristallo. Sono quindi ampiamente discussi i limiti di frequenza e di ampiezza raggiungibili con i vari tipi di oscillatori, il relativo grado di stabilità ed i fattori che lo determinano. Alcuni capitoli sono dedicati al comportanmento di oscillatori speciali (a dinatron, per oscillazioni di rilasciamento e altri) ed alla generazione di onde cortissime secondo il metodo di Barkhausen-Kurz e mediante magnetron.

La seconda e più breve parte del libro studia invece gli amplificatori a rigenerazione con accoppiamento reattivo inferiore al valore critico. Ove si tenga presente la tendenza, manifestatasi di recente, di trar partito dall'effetto rigenerativo per ottenere particolari caratteristiche di amplificazione, si comprende come questa parte abbia un notevole valore pratico oltrechè concettuale.

Anche questo volume ha i pregi segnalati a suo tempo per i precedenti. *E. Cr.*

---

[1] A. F., 1935, IV, p. 98.

BREVETTI

Trasmissione di onde elettriche lungo una guida dielettrica.

Brevetto italiano n. 314760 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 6-6-1933. - Pubblicato il 5-2-1934.

Allo stato attuale della tecnica, come è noto, le onde ultracorte si prestano per stabilire radiocomunicazioni soltanto a distanze relativamente brevi. D'altra parte non è neppure possibile convogliare correnti a frequenze così elevate lungo una guida conduttiva: l'energia si trasferisce immediatamente nel dielettrico, ove essa, irradiandosi, si disperde. Le frequenze dell'ordine delle migliaia di MHz si presterebbero però assai bene per effettuare modulazioni di bande molto larghe, dell'ordine anche di qualche MHz, cosicchè una sola frequenza portante sarebbe sufficiente per convogliare un numero assai grande di canali multipli di comunicazioni foniche, telegrafiche e di trasmissione di immagini.

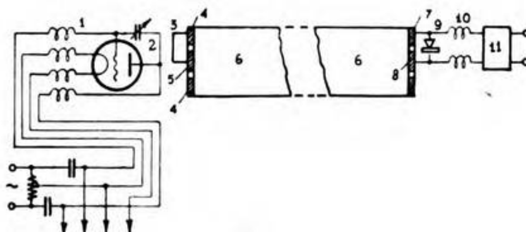


Fig. 1.

Secondo il ritrovato, è possibile stabilire una trasmissione a frequenze dell'ordine accennato, per mezzo di una speciale guida di natura dielettrica. Dal proporzionamento e dalla costituzione della guida stessa dipende la distanza utile della segnalazione, in funzione della frequenza portante impiegata e della larghezza delle bande di modulazione.

Nella fig. 1 è rappresentato, ad esempio, un sistema atto allo scopo. L'oscillatore 1 genera la frequenza portante, che risulta modulata col ritmo delle oscillazioni impresse alle connessioni di alimentazione. Le oscillazioni di altissima frequenza, ottenute nel circuito oscillatorio 2 del generatore, inducono correnti oscillanti di conduzione nel circuito 3, foggiato a rettangolo aperto, i cui terminali sono connessi da un lato ad un anello 4 e dall'altro ad un disco 5 sito nell'interno dell'anello. L'anello ed il disco sono a

loro volta applicati al terminale di emissione della guida dielettrica 6. Quivi le correnti oscillanti di conduzione generano correnti di spostamento nel dielettrico, le quali si propagano lungo la guida stessa. All'altro terminale, avvenuta la trasformazione inversa dell'energia, le tensioni oscillanti disponibili fra l'anello 7 ed il disco 8 vengono rettificate per mezzo del rettificatore 9, e le correnti di modulazione, oltrepassate le bobine 10 di arresto dell'altissima frequenza, proseguono nell'apparecchiatura terminale 11 di ricezione della segnalazione.

Il proporzionamento degli anelli e dei dischi deve essere tale da evitare perdite per riflessione di energia. Tali elettrodi possono per altro anche essere foggiati in modo diverso, e dar luogo, ad esempio, ad onde polarizzate linearmente, oppure circolarmente.

Il materiale dielettrico può essere di varia natura. Si è riconosciuto conveniente l'impiego dei materiali seguenti, tutti aventi una costante dielettrica superiore all'unità: paraffina, eventualmente contenente mica finemente suddivisa; gomma, con eventuali aggiunte di ossido di zinco; prodotti della condensazione di fenoli; acqua; terpinolo; derivati di difenili della canfora. La guida dielettrica può essere omogenea oppure formata da strati di materiali diversi; può essere circondata da una guaina metallica, ed eventualmente può possedere un nucleo centrale metallico, per tutta la sua lunghezza od in parte: si favorisce o si attenua così, a piacere, la trasmissione delle onde relative alle varie zone delle frequenze componenti l'insieme della segnalazione.

La demodulazione dei segnali, anzichè al rettificatore 9 (od a più rettificatori disposti in parallelo) può essere affidata alla stessa guida dielettrica, introducendo nel dielettrico, verso la parte terminale ricevente, una miscela di carborundum ed argilla, oppure di ossido di zinco ed argilla, ovvero silicio fuso, ossido di rame, cristallini di galena o pirite di ferro.

Le discontinuità nelle dimensioni delle sezioni della guida causano riflessioni di energia. Ad esempio, un restringimento della guida determina una riflessione delle onde più lunghe; si formano allora onde stazionarie con conseguente irradiamento di una parte dell'energia dalla guida allo spazio circostante. Disponendo intorno alla guida anelli conduttivi, si possono generare dissipazioni di energia relativa a determinate lunghezze d'onda, funzioni delle dimensioni degli anelli stessi. Si comprende pertanto facilmente come queste guide dielettriche siano anche atte a funzionare come filtri passa-basso o passa-alto di oscillazioni a frequenze altissime.

M. S.

Perfezionamenti ai radioricevitori.

Brevetto italiano n. 315657 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 3-3-1933. - Pubblicato il 3-3-1934. - Diritto di priorità dal 29-7-1933 (G. L. Beers, S. U. A.).

Il ritrovato ha per oggetto un sistema perfezionato di comandi automatici di volume e di selettività, applicabile ai radioricevitori; con esso si riescono ad eliminare dalla ricezione di segnali deboli

i gravi disturbi generati dalle emissioni più potenti di lunghezza d'onda molto prossima.

Il sistema in esame è applicato, a titolo d'esempio, ad un ricevitore a supereterodina (fig. 1). Esso si compone dello stadio ad alta frequenza 1, del primo rivelatore 2, sul quale agisce l'oscillatore locale 3, di tre consecutivi stadi di amplificazione a media frequenza 4, 5 e 6. L'ultimo di questi stadi eccita in parallelo altri due stadi a media frequenza 7 e 13; il primo agisce sul rettificatore 8, il secondo su due rettificatori 14 e 19, eccitati in parallelo. Alle uscite dei rettificatori 8 e 14, le oscillazioni di bassa frequenza,

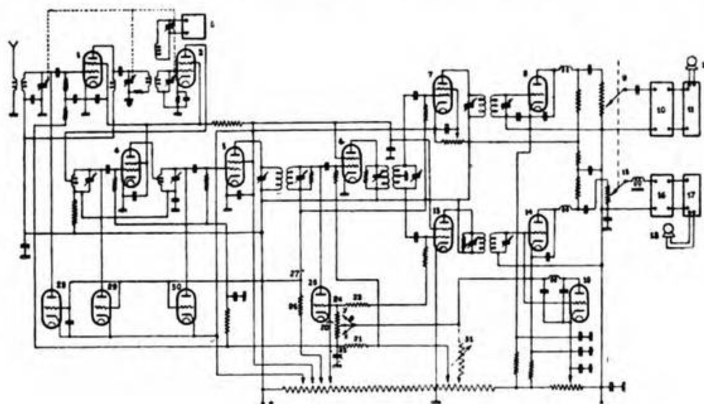


Fig. 1.

le cui ampiezze sono regolabili per mezzo dei comandi potenziometrici simultanei 9 e 15, attraversati i filtri passa-alto 10 e passa-basso 16, azionano, attraverso gli amplificatori di potenza 11 e 17, gli altoparlanti 12 e 18. La ricezione è così sdoppiata: nel canale 9 - 10 - 11 - 12 passano le frequenze più elevate (da 1500 a 10.000 Hz circa), mentre il canale 15 - 16 - 17 - 18 rimane destinato alle frequenze più basse (da 30 a 1500 Hz circa).

Gli accoppiamenti fra gli stadi 5 - 6, 6 - 7, 6 - 13, 7 - 8, 13 - 14 sono effettuati mediante circuiti oscillatori accoppiati, per limitare la zona delle medie frequenze e conferire al ricevitore l'adeguata selettività.

Lo stadio 19 — detto di comando del volume — rettifica per caratteristica di placca le oscillazioni di media frequenza; a valle del livellatore, si ottiene sulla resistenza di carico anodico una caduta di tensione, funzione dell'ampiezza dell'onda portante ricevuta. La resistenza di carico anodico è formata da due rami in parallelo; il primo comprendente una parte della resistenza 20 (dell'ordine di grandezza di 700.000 ohm) e la resistenza 21 (dell'ordine di 100.000 ohm); il secondo comprendente l'altra parte della resistenza 20 e la resistenza 22 (anch'essa dell'ordine di 100.000 ohm).

L'attacco dell'anodo del tubo 19 alla resistenza 20 è sposta-

bile. Se lo si porta nella posizione *X*, la resistenza di carico anodico del tubo di comando del volume è praticamente limitata alla 21. Se l'onda portante ricevuta aumenta d'intensità, il punto terminale 23 della resistenza 21 acquista una tensione più negativa, e questa tensione viene riportata, in aggiunta alla opportuna polarizzazione costante, sulle griglie dello stadio 1 ad alta e dei primi stadi 4 e 5 a media frequenza: si varia così automaticamente, nel modo consueto, il grado di amplificazione del complesso.

Portando l'attacco centrale della resistenza 20 nella posizione *Y*, entra in funzionamento il comando automatico della selettività. Il punto terminale 24 della resistenza 22, il quale ha una tensione tanto più negativa, quanto maggiore è l'ampiezza dell'onda portante captata, è collegato con la griglia di un tubo 25. Le tensioni fondamentali di placca e di griglia di questo tubo sono tali che in assenza di segnali circoli in esso una corrente anodica notevole, producente una caduta nella resistenza anodica 26. Al sopraggiungere del segnale, la corrente anodica diminuisce e pertanto aumenta la tensione nel punto terminale 27 della resistenza 26. Tale tensione è riportata da un lato alla griglia dell'amplificatore di media frequenza 7 preposto al canale delle frequenze più alte, e dall'altro lato in parallelo alle griglie di tre tubi 28, 29 e 30. Questi ultimi sono regolati così che in assenza di segnale non diano luogo a corrente anodica, e perciò i loro spazi anodo - catodo, disposti in parallelo ai circuiti oscillatori di entrata dello stadio 1 di alta frequenza e dei primi stadi di media frequenza 4 e 5, equivalgano a resistenze infinite. Con l'aumentare dell'intensità dei segnali, la resistenza interna dei tubi 28, 29 e 30 diminuisce, e perciò aumenta il decremento globale dei circuiti di entrata degli stadi sopraddetti: il ricevitore presenta allora una selettività via via inferiore. Lo spazio anodo - catodo del tubo 25 è anch'esso disposto in parallelo al secondo circuito accordato dell'accoppiamento fra gli stadi 5 e 6 di media frequenza: con l'aumentare dell'intensità del segnale la gamma di passaggio fra questi due stadi aumenta e con essa si perfeziona la qualità della ricezione.

Supponiamo ora, con l'attacco mobile della resistenza 20 nella posizione *Y*, che l'onda portante ricevuta sia piuttosto debole: il ricevitore ha una sensibilità elevata (il punto 23 ha una tensione poco negativa) e una grande selettività, ma contemporaneamente, essendo notevolmente negativa la griglia dello stadio 7, agisce prevalentemente il canale delle frequenze più basse. Ciò permette di ridurre l'effetto nocivo del rumore di fondo nel caso di segnali piuttosto deboli, mentre sono eliminati (perchè interessanti le frequenze più alte) i disturbi relativi ad eventuali interferenze dovuti a segnali fortissimi su frequenze molto prossime.

Se il segnale utile si rinforza, mentre permane la stessa sensibilità (posizione *Y*), il ricevitore acquista selettività via via inferiori, mentre la qualità della ricezione migliora, sia perchè si allarga il campo delle medie frequenze, sia perchè entra automaticamente in funzione il canale delle frequenze più elevate.

Quando il segnale è molto forte, conviene passare alla posizione

X: ciò permette la regolazione automatica della sensibilità, mentre la selettività è massima e la ricezione si svolge prevalentemente sul canale delle frequenze più basse.

Il comando automatico può essere sostituito da un comando manuale, ponendo al posto del tubo 19 la resistenza equivalente regolabile 31. *M. S.*

Convertitore elettrofonico.

Brevetto italiano n. 315788 (G. W. Pierce, Cambridge, S. U. A.). - Patente dal 5-8-1933. - Pubblicato il 7-3-1934.

Nel campo dell'acustica tecnica, e soprattutto della tecnica della trasmissione e ricezione di ultrasuoni, si richiedono spesso dispositivi di conversione dell'energia, che abbiano spiccate qualità direttive. Il dispositivo ideale è costituito, com'è noto, da una « membrana » elastica, nella quale tutti i punti della faccia terminale ricevente od emettente oscillino con uguale ampiezza ed esatta concordanza di fase.

Si impiegano normalmente membrane circolari, vincolate meccanicamente all'orlo, aventi una frequenza propria uguale a quella delle oscillazioni trasmesse o ricevute. Tali membrane però assolvono integralmente il loro compito soltanto se sono eccitate con frequenze inferiori a circa 30 kHz. Teoricamente la membrana ideale dovrebbe essere uno stantuffo largo e sottile, capace di vibrare con onde stazionarie parallele all'asse, in modo che il piano mediano sia un piano nodale, mentre le facce piane terminali costituiscano piani ventrali vibranti in opposizione di fase; tutti i punti contenuti in un qualsiasi piano perpendicolare all'asse debbono vibrare con oscillazioni di uguale ampiezza e fase. A causa degli sforzi assiali di dilatazione e compressione si generano nell'interno del materiale anche vibrazioni trasversali; finchè il materiale è libero di vibrare trasversalmente, nei riguardi di queste vibrazioni, il piano medio dello stantuffo è un piano ventrale, mentre le facce terminali sono piani nodali, e pertanto le oscillazioni trasversali non alterano il regime oscillatorio delle facce piane terminali; ma non appena le oscillazioni trasversali interne risultano impedite, e ciò si verifica in pratica con tutti i dispositivi finora noti, per effetto di reazione elastica si altera la distribuzione delle oscillazioni assiali, e conseguentemente il sistema perde le sue qualità direttive.

Il ritrovato in esame ha per oggetto una « membrana » foggiata in modo da soddisfare alle condizioni teoriche suesposte. La membrana (fig. 1) è costituita da un disco libero di vibrare secondo l'asse $x\,x$ e collegato al sostegno 2 non direttamente: un giunto anulare 3 collega elasticamente la membrana, in prossimità della sua faccia emettente (o ricevente) 4, ad un anello circolare di inerzia 5, che è fissato rigidamente al sostegno 2. Il giunto 3 ha una grande flessibilità, e stabilisce un collegamento meccanico che permette alla faccia 4 della membrana di oscillare liberamente secondo l'asse, senza che le vibrazioni subiscano attenuazioni notevoli verso l'orlo.

Affinchè la membrana possa liberamente vibrare in direzione trasversale nel piano nodale delle vibrazioni assiali, essa è suddivisa in un nucleo centrale 6 e in tanti elementi perimetrali 7, disposti in uno (come nella figura) o più ordini periferici intorno al nucleo centrale. Gli elementi periferici sono meccanicamente collegati fra loro e con l'elemento centrale per mezzo di leggere

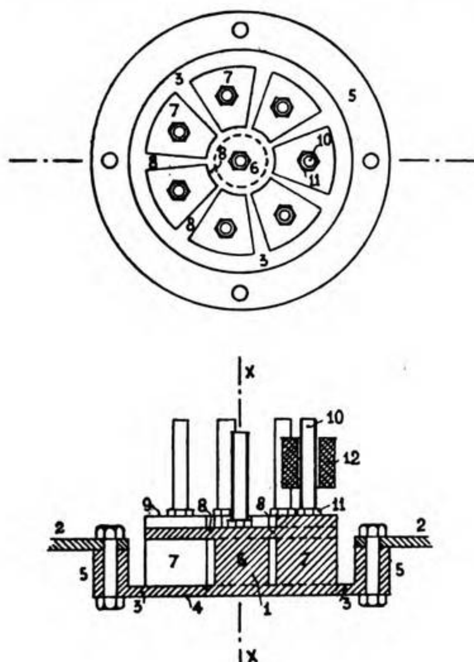


Fig. 1.

nervature 8, poste in prossimità della faccia emettente 4, oppure, come nel disegno, in prossimità della faccia opposta 9 (detta « motrice ») della membrana.

I singoli elementi 6 e 7 sono posti in vibrazione per mezzo di nuclei tubulari magnetostrittivi 10, fissati con dadi 11 agli elementi della membrana; i nuclei sono a loro volta eccitati dalle correnti fluenti negli avvolgimenti 12, disposti intorno ai nuclei medesimi. Ai nuclei si possono sostituire cristalli piezoelettrici, cementati sulle facce superiori degli elementi della membrana, ed eccitati da tensioni oscillanti in fase.

I nuclei magnetostrittivi vengono commisurati in modo da entrare in risonanza per la frequenza impressa, ed in modo che ai loro estremi, l'uno libero e l'altro fissato alla membrana, si abbiano ventri di oscillazioni assiali. La frequenza L assiale dei nuclei resta determinata, in funzione della velocità v di propagazione lon-

gitudinale del suono o dell'ultrasuono, e della frequenza f impressa, dalla relazione:

$$L = \frac{v}{f}\left(\frac{\varphi}{2\pi} + \frac{k}{4}\right) \quad (\text{dove } k = 0,\ 1,\ 3,\ 5,\ldots);$$

φ è una funzione della massa M della testa che fissa il nucleo all'elemento della membrana, e della massa m_0 per unità di lunghezza del nucleo, secondo la relazione:

$$\varphi = \arctan \frac{v}{2\pi f}\,\frac{m_0}{M}.$$

La membrana, preferibilmente di alluminio con eventuale aggiunta del 5 % di silicio (per dar luogo a una lega dotata di piccola viscosità meccanica, di grandissima velocità di propagazione del suono e di facile lavorabilità), deve anch'essa essere opportunamente proporzionata: si sceglie il numero degli elementi in modo che per ogni elemento sia soddisfatta la relazione approssimata (a circa il 3 %):

$$f = \frac{K}{2l}\sqrt{\frac{E}{\delta}} \qquad \left(\sqrt{\frac{E}{\delta}} = v\right),$$

dove K è il raggio di girazione della sezione dell'elemento assiale o perimetrale, $l = k\,\lambda/2$ (per $k = 1,\ 2,\ 3,\ldots$) la lunghezza assiale dell'elemento, $\lambda = v/f$ la lunghezza d'onda, E il modulo di elasticità e δ la densità del materiale, nel quale il suono si propaga longitudinalmente con la velocità v. *M. S.*

Amplificatori per alta frequenza.

Brevetto italiano n. 316685 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 14-9-1933. - Pubblicato il 4-4-1934. - Diritto di priorità dal 31-10-1932 (H. O. Peterson, S. U. A.).

Ottimi risultati sono stati ottenuti adoperando per amplificare oscillazioni di alta frequenza i tubi elettronici (pentodi) dotati di una griglia di comando, di una griglia schermante e di una griglia di eliminazione dell'emissione secondaria (griglia freno). Tuttavia si è talora notato che gli stadi amplificatori con tubi siffatti tendono ad autooscillare su frequenze molto elevate. La causa va ricercata nell'esistenza della capacità residua interelettrodica tra l'anodo e la griglia di comando, e ciò si verifica soprattutto se, per effetto dell'autoinduzione propria della connessione interna tra lo zoccolo del tubo e la griglia schermante, quest'ultima (agli effetti delle oscillazioni di alta frequenza) non è portata al potenziale base del catodo, quantunque l'attacco dello zoccolo sia connesso al catodo attraverso un condensatore di fuga di grande capacità.

Si elimina l'inconveniente, secondo il ritrovato, proporzionando il condensatore di fuga in modo che la sua capacità, in serie con l'induttanza della connessione interna al tubo, entri in risonanza in serie per la frequenza critica, per la quale lo stadio tende, come

si è detto, ad autooscillare. Il potenziale di alta frequenza sulla griglia schermante assume allora, per la stessa frequenza, il suo valore minimo.

Siccome lo stesso concetto è applicabile anche nei riguardi della griglia di soppressione dell'emissione secondaria, conviene, ove la stessa griglia sia accessibile, e specialmente nel caso di un amplificatore a più stadi, proporzionare i condensatori di fuga delle griglie schermanti e delle griglie di soppressione, in modo che essi portino le induttanze proprie delle connessioni interne in accordo su frequenze distinte, opportunamente intervallate nella gamma totale passante, per la quale l'amplificatore è adattato. Preferibilmente saranno prese in considerazione le frequenze critiche per le quali l'amplificatore tende ad autoinnescarsi, qualora i condensatori di fuga siano proporzionati come d'uso, e cioè con capacità elevate.

Lo stesso concetto informativo dell'invenzione è anche applicabile agli amplificatori simmetrici bilanciati, ai moltiplicatori di frequenza ed infine anche agli stessi oscillatori; in quest'ultimo caso, il proporzionamento del condensatore di fuga della griglia schermo del tubo adattato ad un circuito atto a generare oscillazioni, permette di eliminare le oscillazioni parassite. *M. S.*

Mezzi di ritardo della propagazione delle correnti di bassa frequenza.

Brevetto italiano n. 317625 (L. Monachesi, Genova). - Patente dal 19-12-1933. - Pubblicato il 17-5-1934.

Nella tecnica telefonica e radiotelefonica, ovunque si adoperino i ben noti dispositivi terminali per il passaggio da una comunicazione a due fili ad una comunicazione a quattro fili, ad esempio nelle apparecchiature di allacciamento di una rete telefonica ad un ponte radio, oppure negli amplificatori telefonici « bilaterali », la presenza dei soppressori di eco impone l'impiego di mezzi ritardatori della propagazione. I soppressori di eco richiedono invero un certo tempo, per quanto breve, prima di provocare l'apertura o la chiusura di circuiti. Si è fatto finora uso di catene di cellule elettriche, ad induttanze longitudinali e capacità trasversali; tali linee artificiali di ritardo risultano però costose e presentano il difetto di apportare notevoli distorsioni nella propagazione.

L'A propone di eliminare tali inconvenienti, sostituendo nelle apparecchiature telefoniche sopradette, alle linee elettriche di ritardo, un dispositivo di registrazione e di ripresa sonora a nastro: è conveniente, ad esempio, impiegare un nastro continuo di materiale magnetico avvolto su due pulegge rotanti. In uno dei tratti tesati fra le pulegge, il nastro immagazzina i segnali fonici, sotto l'azione magnetizzante prodotta da una bobina nella quale si fanno circolare le stesse correnti che contemporaneamente fanno funzionare il soppressore d'eco. A valle di questa bobina, nel senso dello scorrimento del nastro, quest'ultimo induce tensioni analoghe di bassa frequenza in una seconda bobina disposta all'entrata del circuito controllato dal soppressore d'eco. Poco più oltre una terza bobina provvede, coi procedimenti noti, a « cancellare » i segnali dal nastro.

Il secondo tratto libero del nastro può essere analogamente adoperato per introdurre un ritardo in un altro circuito.

La regolazione del ritardo viene evidentemente fatta variando la velocità di movimento del nastro, oppure variando la distanza tra la bobina di registrazione e la bobina di ripresa.

Il nastro può anche essere fissato di costa sulla periferia di una puleggia rotante; le bobine sono allora affacciate in modo opportuno intorno alla stessa periferia. *M. S.*

Radiotrasmettitore a modulazione per sfasamento.

Brevetto italiano n. 306879 (Soc. Franç. Radio-Électrique, Parigi). - Patente dal 27-4-1931. - Pubblicato il 4-4-1933. - Diritto di priorità dal 6-5-1930 (Francia). - Completivo del brevetto italiano n. 258141 (patente dal 25-4-1927, pubblicato il 6-4-1928).

L'invenzione in esame concerne alcuni perfezionamenti apportati ai trasmettitori modulati secondo il sistema S. F. R. - H. Chireix « per sfasamento » (1).

Il circuito fondamentale del sistema è costituito da quattro induttanze uguali L (fig. 1) disposte secondo i quattro lati di un ponte di Wheatstone. Una diagonale di questo ponte, accordato per mezzo del condensatore C_1, è eccitata con una oscillazione di ampiezza e frequenza costante, ricavata da un oscillatore pilota 1 ed amplificata nell'amplificatore 3 simmetrico e neutralizzato. L'intensità dell'oscillazione è regolabile per mezzo dell'accoppiamento A. Le induttanze L risultano allora percorse da correnti I_1 in quadratura con l'eccitazione, e pertanto le forze elettromotrici indotte nelle bobine L_1 risultano in opposizione con la eccitazione di ampiezza costante applicata al ponte.

Il medesimo ponte è eccitato, secondo l'altra diagonale, in serie col condensatore di accordo C_2 e per tramite del condensatore di accoppiamento γ, da un'altra oscillazione, avente ancora la medesima frequenza e fase della precedente, ma di ampiezza variabile col ritmo delle basse frequenze di modulazione. Allo scopo, lo stesso oscillatore pilota 1 eccita, per mezzo di un secondo accoppiamento variabile B, un separato amplificatore 2, il cui circuito di alimentazione anodica è modulato per mezzo della bobina L'' dalle correnti di bassa frequenza, convenientemente amplificate nell'amplificatore 4. Questa seconda eccitazione genera, nelle stesse bobine L del ponte, correnti I_2 in fase, e quindi forze elettromotrici in quadratura nelle bobine L_1: in ritardo di fase nella bobina superiore ed in anticipo di fase nella bobina inferiore.

Siccome la seconda eccitazione, variabile in ampiezza col ritmo della modulazione, è regolata ad un valore molto inferiore a quello della prima eccitazione ad ampiezza costante, ai capi delle bobine L_1 $(O\ O_1)$ ed L_2 $(O\ O_2)$ si rendono disponibili tensioni oscillanti di ampiezza pressochè costante e di fasi variabili, in senso contrario, col ritmo della modulazione.

(1) Bull. S.F.R., 1932, VI, p. 94.

Tali tensioni eccitano gli amplificatori di potenza successivi 5 - 5', 6 - 6', 7 - 7' (fig. 2). I circuiti anodici degli amplificatori intermedi contengono ciascuno due circuiti accordati, accoppiati attraverso i condensatori γ'. Le oscillazioni ricavate dagli amplificatori finali 7 - 7', sulle armature dei condensatori di accoppiamento γ'', vengono vettorialmente composte per eccitare il sistema irradiante

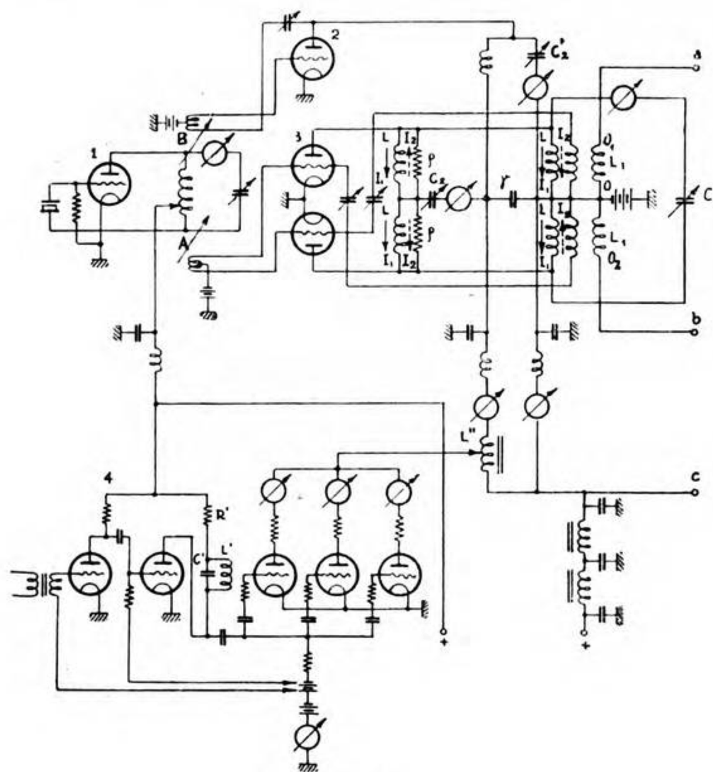


Fig. 1.

8. Com'è noto, tale sistema risulta percorso da un complesso di oscillazioni identico alle sole bande laterali di un'onda portante modulata in ampiezza, se le fasi medie fondamentali delle eccitazioni degli amplificatori finali sono in esatta opposizione di fase, oppure identico alle due bande laterali accompagnate da un'onda portante, se le sopradette eccitazioni hanno le fasi medie fondamentali non in opposizione completa.

Il particolare accoppiamento stabilito, attraverso il condensatore γ, fra l'amplificatore 2 ed il circuito fondamentale a ponte equilibrato, permette di eliminare totalmente ogni più piccola reazione secondaria fra le due eccitazioni impresse al medesimo.

Inoltre, per rendere lineare la modulazione di fase, l'amplificatore 4 è provvisto di un adatto circuito correttore R', C', L' (fig. 1).

La particolare costituzione dei circuiti oscillatori anodici degli stadi intermedi consente di filtrare la sola gamma passante delle frequenze in gioco, sotto l'azione della modulazione di fase. Oc-

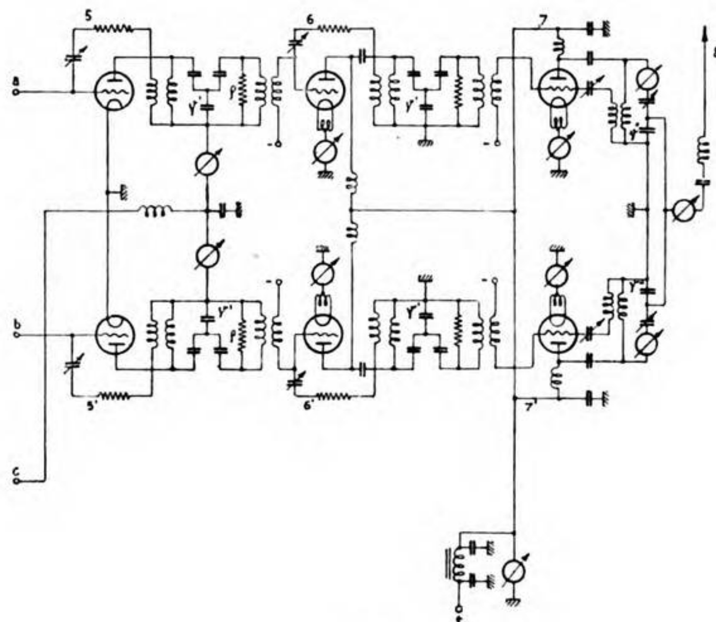


Fig. 2.

corre che il coefficiente k di accoppiamento stabilito dal condensatore γ' (essendo $\lambda_1 = \lambda_0 \sqrt{1+k}$, $\lambda_2 = \lambda_0 \sqrt{1-k}$ le lunghezze d'onda risultanti dell'accoppiamento e λ_0 quella dell'onda fondamentale di accordo dei circuiti) sia proporzionato al coefficiente $s = \rho/(\omega_0 L)$ di risonanza di ciascun circuito: precisamente dovrà essere soddisfatta la relazione $k = 1/s = \Delta f/f_0$, dove f_0 è la frequenza fondamentale e Δf la larghezza della zona delle frequenze passanti del filtro. Si ricava che con tale proporzionamento gli stadi amplificatori intermedi lavorano con un rendimento del 50 %. Lo stadio finale possiede invece il massimo rendimento consentito per gli amplificatori di classe C: pregio questo che costituisce, com'è noto, il vantaggio fondamentale del sistema di modulazione per sfasamento.

M. S.

* *

Brevetto italiano n. 317726 (Soc. Franç. Radio-Électrique, Parigi). - Patente dal 7-12-1933. - Pubblicato il 21-5-1934. - Diritto di priorità dal 27-12-1932 (Francia).

Com'è noto, nel metodo di modulazione per sfasamento, secondo il sistema S. F. R. - H. Chireix, il circuito terminale di potenza del trasmettitore comprende due amplificatori *A* e *B* (fig. 1), alle cui entrate di griglia sono applicate due oscillazioni di ampiezza costante, modulate secondo spostamenti di fase uguali ed in senso

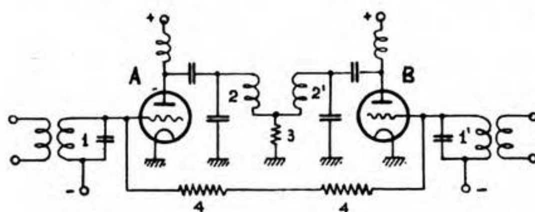


Fig. 1.

opposto, mentre i circuiti oscillatori anodici 2 - 2′ lavorano differenzialmente sul carico ohmico equivalente 3 del sistema irradiante; quest'ultimo è allora soggetto ad una oscillazione modulata in ampiezza. Si dimostra come la presenza del carico differenziale determini sfasamenti complessivi nelle correnti oscillanti anodiche totali

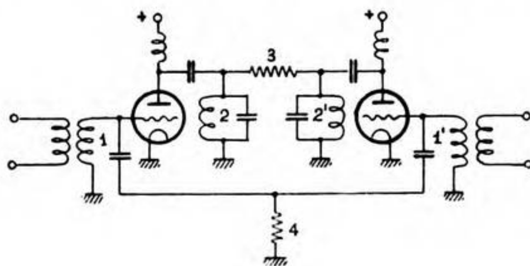


Fig. 2.

degli amplificatori: tali sfasamenti, in ritardo per uno ed in anticipo per l'altro degli amplificatori, determinano un aumento della corrente anodica di alimentazione e perciò una diminuzione del rendimento degli stessi amplificatori.

A tale inconveniente si pone riparo disaccordando i due circuiti anodici 2 e 2′ rispetto alla frequenza base, l'uno in eccesso e l'altro in difetto. Ma questo accorgimento porta necessariamente ad una relazione non lineare fra le fasi delle oscillazioni nel circuito di griglia e nel circuito anodico di ogni singolo amplificatore, e si perde perciò la linearità del processo di modulazione.

Si elimina l'inconveniente, secondo il ritrovato, disaccordando anche i circuiti di entrata 1 ed 1' degli amplificatori, inversamente ai disaccordi dei corrispondenti circuiti anodici 2 e 2', ed offrendo ai medesimi circuiti di entrata 1 ed 1' un carico differenziale inverso a quello differenziale anodico. Si dispongono perciò fra le griglie dei due amplificatori le resistenze 4. Con ciò non si introduce nel

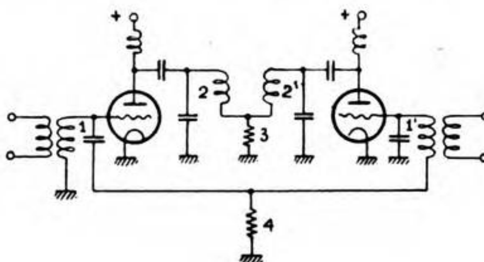


Fig. 3.

sistema una maggiore dissipazione di energia, perchè tali resistenze occorrerebbero ugualmente (col centro unito a terra), anche se i circuiti 1 ed 1' fossero accordati sulla medesima frequenza base, ai fini di una migliore stabilizzazione e di un maggiore smorzamento dei circuiti stessi, necessari per non modificare troppo il valore dell'ampiezza delle oscillazioni col variare della fase.

Seguendo identici criteri, il sistema può anche essere configurato secondo gli schemi rappresentati nelle fig. 2 e 3, il cui funzionamento è equivalente. *M. S.*

Sistema di registrazione e riproduzione del suono.

Brevetto italiano n. 318740 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 31-1-1934. - Pubblicato il 19-6-1934. - Diritto di priorità dall'1-2-1933 (A. Ringel, S. U. A.).

I sistemi di registrazione e riproduzione elettrofonica consentono abitualmente una « dinamica » (cioè un rapporto fra le ampiezze della massima e della minima oscillazione registrabile) cui corrispondono al massimo 25 - 30 decibel, mentre per la corretta audizione di musica orchestrale è desiderabile raggiungere dinamiche di gran lunga superiori. Il ritrovato ha per oggetto un sistema il quale consente di ottenere una dinamica notevolmente maggiore (60 - 70 decibel), mentre nel contempo si riduce il rumore di fondo durante la registrazione e la riproduzione dei « pianissimo », e si elimina la possibilità di sovramodulazioni nei « fortissimo ».

Secondo il ritrovato si registra, accanto ai suoni utili, una frequenza accompagnatoria di comando, di circa 20 Hz, contenuta nel campo subacustico, la cui ampiezza è funzione del grado di amplificazione assegnato alle oscillazioni acustiche, producenti la registrazione. Alla riproduzione le correnti acustiche vengono amplificate

con un grado di amplificazione funzione dell'ampiezza della oscillazione di comando.

Ad esempio (fig. 1), le oscillazioni di bassa frequenza, generate nel microfono 1, amplificate in 2, vengono regolate in ampiezza per mezzo di un potenziometro 3, ed attraverso un tubo di accoppiamento 4 ed un filtro passa-alto 5 sono applicate al registratore. Contemporaneamente l'oscillatore 6 genera una oscillazione subacustica di ampiezza costante. Per mezzo del potenziometro 7, comandato simultaneamente al potenziometro 3, una parte di tale oscillazione, attra-

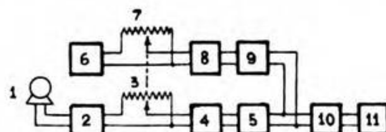


Fig. 1.

verso lo stadio di accoppiamento 8 ed il filtro passa-basso 9, viene incanalata, insieme con le oscillazioni di frequenza acustica, verso l'amplificatore 10. Il registratore 11 può essere uno qualsiasi dei tipi noti: un incisore di dischi, un riproduttore a nastro o a pellicola, e via dicendo.

Il campo utile della registrazione viene con ciò suddiviso in due parti: quella assegnata alle oscillazioni foniche e quella relativa alla

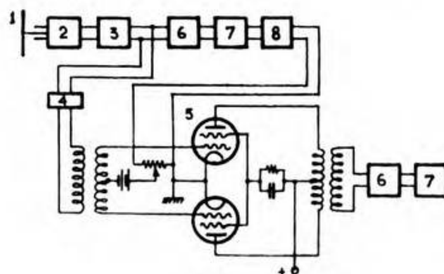


Fig. 2.

frequenza di comando: è conveniente che la ripartizione sia fatta in modo che alla prima competa il 90 % ed alla seconda il 10 % del campo totale.

Finchè l'intensità dei suoni ha un livello medio, i potenziometri 3 e 7 si mantengono fissi e la registrazione segue il suo corso normale, mentre la frequenza di comando viene registrata con un'ampiezza media costante. Nei « fortissimo », variando i potenziometri, si riporta la registrazione nel campo normale, evitando sovramodulazioni, mentre si diminuisce l'ampiezza registrata della frequenza di comando; invece nei « pianissimo » si aumenta il grado di amplifica-

zione del complesso, diminuendo l'effetto nocivo del rumore di fondo.

Alla regolazione manuale si può sostituire una regolazione automatica. A questo scopo ambedue i canali delle frequenze acustiche e dell'oscillazione di comando contengono uno stadio a tubi elettronici ad amplificazione variabile, le cui griglie sono polarizzate per mezzo di una tensione continua ricavata rettificando e livellando una parte delle stesse correnti acustiche.

Alla riproduzione (fig. 2) il sistema 1, nel quale il suono è immagazzinato, è accoppiato al dispositivo di conversione fonoelettrica 2. A valle di un amplificatore 3 le oscillazioni si separano: quelle acustiche, attraverso un filtro passa-alto 4, eccitano uno stadio amplificatore 5 fornito di tubi ad amplificazione variabile; la oscillazione di comando invece, attraversato un filtro passa-basso 6, viene rettificata nel rivelatore 7. La tensione media così ottenuta, attraversato il livellatore 8, agisce sullo stadio 5 variandone il grado di amplificazione in funzione dell'intensità della oscillazione di comando. Col tramite di un successivo amplificatore 6, le correnti di bassa frequenza azionano il riproduttore elettrofonico 7.

M. S.

NUOVI APPARECCHI

Vibrometro elettromagnetico.

GINO SACERDOTE e MARCO SEMENZA

1. — Numerosi sono oggi gli apparecchi elettrici già noti per la misura e la registrazione di vibrazioni, pressioni e piccoli spostamenti; alcuni di essi presentano notevoli pregi e sono ormai strumento indispensabile in numerose ricerche.

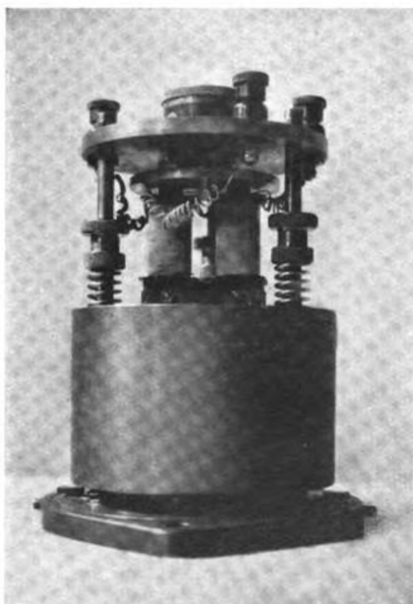


Fig. 1. — Vibrometro elettromagnetico.

Nella presente nota si descrive un tipo di vibrometro elettromagnetico il quale consente un uso semplice e comodo, e nello stesso tempo offre buone caratteristiche di sensibilità e prontezza.

Lo strumento (fig. 1 e 2) consta essenzialmente di una massa metallica inerte sostenuta da tre paia di molle. Il sistema inerte,

che pesa 12 kg, ha un periodo proprio di vibrazione di 5 Hz. Alla massa metallica sono uniti due nuclei magnetici laminati, attorno a ciascuno dei quali è disposta una bobina costituita di due distinti avvolgimenti.

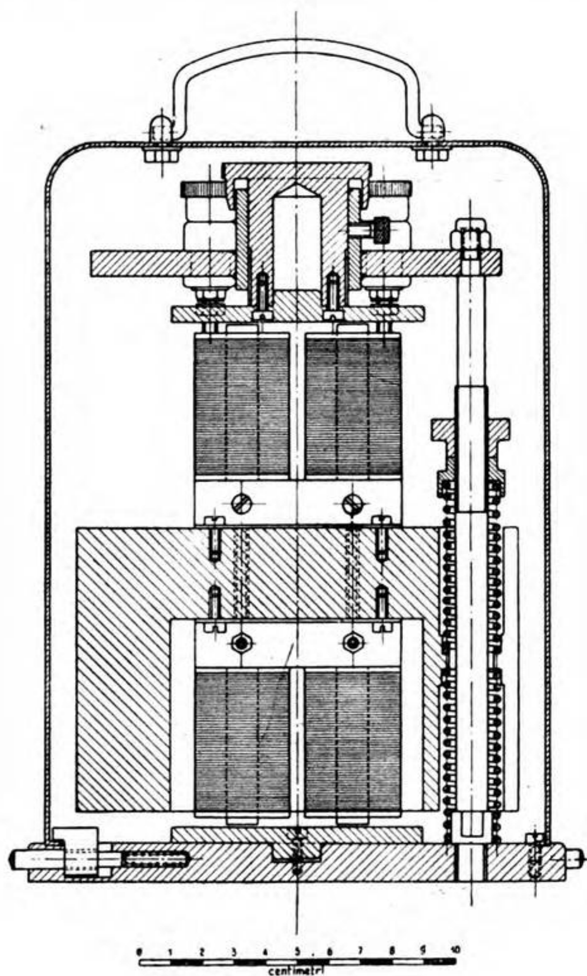


Fig. 2. — Particolari costruttivi del vibrometro.

I circuiti magnetici dei due nuclei di ferro sono chiusi da gioghi uniti alla parte fissa dello strumento. Il giogo superiore è costituito da un disco metallico, che si può spostare con moto micrometrico, variando opportunamente il traferro della bobina

superiore. Il traferro della bobina inferiore può essere variato regolando opportunamente la tensione della molla mediante apposite viti.

2. — La costruzione dell'apparecchio con due bobine e quattro avvolgimenti consente di attuare diversi metodi di misura, che possono anche servire di reciproco controllo. Tutti questi metodi si basano sugli effetti prodotti dalla variazione dello spessore dei traferri per effetto del moto relativo dei gioghi rispetto ai nuclei.

Per la misura si appoggia l'apparecchio alla struttura vibrante. Per effetto della sua inerzia, la massa metallica non segue il moto di vibrazione; si ha così uno spostamento relativo tra nuclei e gioghi, con conseguente variazione dello spessore dei traferri.

In un primo metodo di misura si utilizza il fatto che, per effetto di una variazione di traferro, si ha una variazione di induttanza della bobina avvolta sul nucleo affacciato. Se si indicano con L tale induttanza, con N il numero delle spire, con μ la permeabilità del materiale magnetico, con S la sezione e con l la lunghezza del circuito magnetico, l'induttanza in funzione dello spessore d del traferro è data con buona approssimazione da:

$$L = \frac{0{,}4\ \pi\ N^2 S}{\dfrac{l}{\mu} + 2\,d}$$

Siccome la determinazione di L si fa a corrente alternata a frequenza acustica, bisogna tener conto degli effetti delle perdite per correnti indotte e per isteresi; le quali perdite fanno sì che ad una determinata distanza del giogo dal nucleo la resistenza aumenta e l'induttanza diminuisce, al crescere della frequenza. Nella fig. 3 sono indicati i valori della resistenza e dell'induttanza di una bobina avvolta su un nucleo, in funzione dello spessore del traferro, a varie frequenze.

La misura dell'induttanza si esegue con un ponte di Maxwell: per evitare errori è opportuno ricorrere ad un ponte differenziale (fig. 4), inserendo due induttanze che varino in senso opposto al variare della posizione della massa di supporto dei nuclei. Il ponte viene alimentato con tensione a frequenza acustica, frequenza che deve essere notevolmente superiore a quella della vibrazione da esaminare. Il ponte è regolato in modo tale che anche in condizioni di riposo sia lievemente squilibrato, cosicchè una corrente circoli nella diagonale galvanometrica. Quando il sistema vibra, per effetto della variazione delle induttanze la corrente di squilibrio viene modulata alla frequenza di vibrazione.

Per la registrazione della vibrazione si può ricorrere ad un oscillografo sufficientemente rapido e registrare la corrente modulata; oppure demodulare questa, attraverso raddrizzatore e filtro, e registrare oscillograficamente la sola corrente a bassa frequenza.

Inconveniente di questo metodo è il fatto che occorre avere a disposizione un oscillatore a frequenza acustica, capace di fornire

una tensione di uscita costante; d'altra parte si ha il vantaggio di poter eseguire una taratura dello strumento variando di quantità

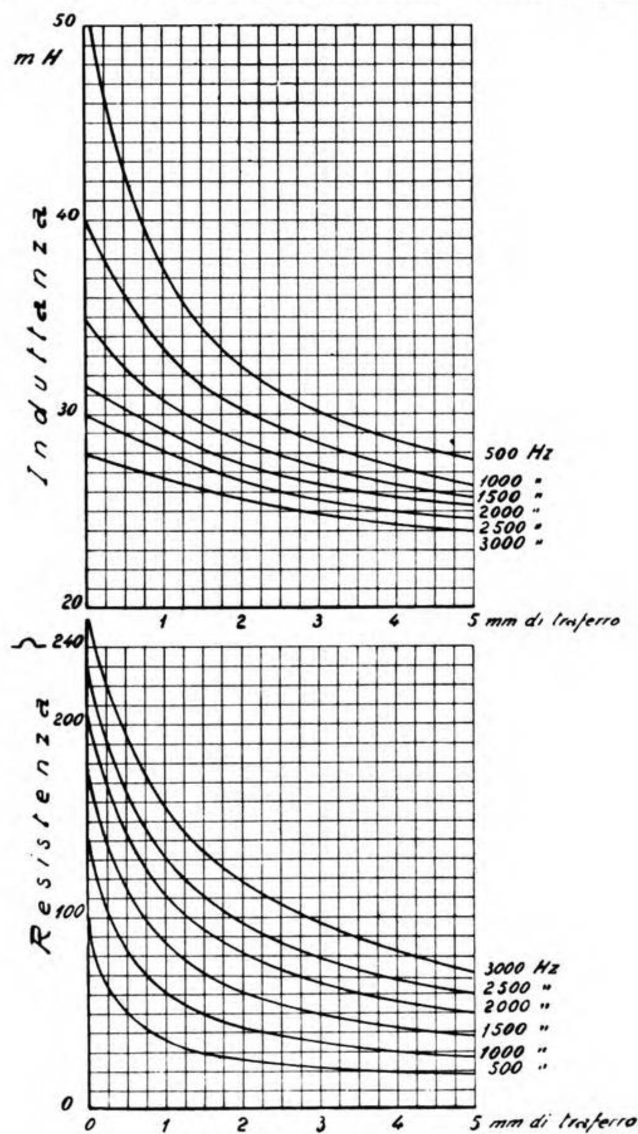


Fig 3. — Curve caratteristiche del vibrometro.

note uno dei traferri, e constatando, in funzione di tali spostamenti, quali squilibri si verificano nel ponte.

Un secondo metodo di misura, del trasformatore differenziale, è stato studiato dapprima dalla Brown Boveri. Nel trasformatore differenziale si hanno quattro avvolgimenti nel senso indicato in fig. 5: quando i due traferri sono eguali, il secondario, formato da due avvolgimenti in opposizione, non fornisce tensione di uscita;

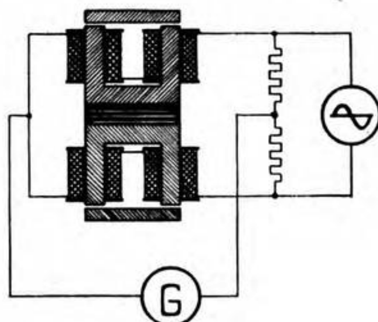


Fig. 4. — Metodo del ponte differenziale.

se, per effetto di uno spostamento relativo dei nuclei, non si ha più l'eguaglianza dei traferri, il secondario diviene sede di una f.e.m. risultante non nulla, che, convenientemente amplificata, dà indicazione dello spostamento dalla posizione di simmetria.

Il metodo del trasformatore differenziale presenta molta analogia col metodo del ponte a induttanza: quindi lo stesso svantaggio

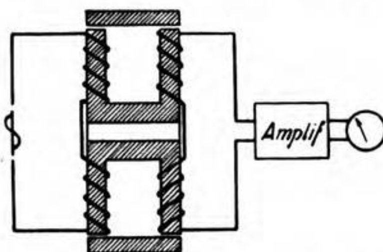


Fig. 5. — Metodo del trasformatore differenziale.

di richiedere una sorgente di f.e.m. a frequenza acustica, ed il vantaggio di permettere una taratura statica dell'apparecchio.

Il terzo metodo di misura applicabile con lo strumento consiste nel determinare la f.e.m. dovuta a variazioni di flusso per effetto di variazioni del traferro.

A questo scopo si considera una sola bobina, con due avvolgimenti: il primo, percorso dalla corrente continua *I* (fig. 6), eccita nel circuito magnetico un flusso che varia periodicamente per effetto della vibrazione; nel secondo si genera, per effetto di tale variazione di flusso, una f.e.m. che, valutata con un voltmetro o registrata, dà misura della vibrazione.

Con le notazioni precedenti, supposta una variazione sinoidale di d ($d = d_0 + d_1$ sen ωt), si ha nell'avvolgimento una f.e.m.:

$$E = \frac{0{,}8\ \pi\ N^2\ S\ I\ \omega\ d_1}{\sqrt{2}\left(\dfrac{l}{\mu} + 2\, d_0\right)^2}.$$

La f.e.m. misurata a circuito aperto è direttamente proporzionale a $\omega\, d_1$, quindi alla velocità di vibrazione; ma se il circuito di misura ha una reattanza induttiva grande di fronte alla resistenza, si può

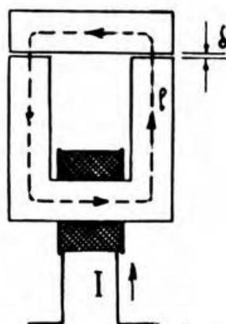


Fig. 6. — Metodo per variazione di flusso.

constatare con facilità che tale f.e.m. è, con buona approssimazione, proporzionale allo spostamento del giogo mobile, e quindi all'ampiezza di vibrazione.

Le relazioni esposte sono valide se si suppongono nulli gli effetti di isteresi e di correnti indotte nel nucleo: per una trattazione più esatta e completa dell'apparecchio bisognerebbe ricorrere alla teoria del telefono col metodo di Kennelly, supponendo l'esistenza di un avvolgimento in corto circuito per tenere conto di tali perdite.

L'effetto di fenomeni di isteresi si constata facilmente misurando la tensione, che si produce per effetto di una vibrazione, in funzione della corrente di eccitazione: nella fig. 7 è riportata, a titolo di esempio, una di tali curve. Dato che si lavora in generale ad eccitazione costante, questo effetto non crea inconvenienti; bisogna però curare di non invertire la polarità dell'eccitazione, se si vuole conservare immutata la taratura dell'apparecchio.

Per aumentare la sensibilità, è evidente che si può sia aumentare la corrente di eccitazione, sia diminuire lo spessore del traferro; è d'uopo tener presente che, stabilito un certo valore per quest'ultimo, esiste una corrente di eccitazione massima oltre la quale il nucleo viene attratto verso il giogo. Perchè l'apparecchio abbia una taratura sensibilmente lineare, occorre che l'ampiezza di vibrazione sia piccola di fronte al traferro; quest'ultimo quindi va

tenuto sufficientemente grande, sia pure a scapito della sensibilità dello strumento.

La f.e.m. generata nell'avvolgimento viene misurata con un voltmetro elettronico; nelle misure eseguite occorreva che la sensibilità di questo consentisse di valutare il millivolt.

Caratteristica dell'apparecchio è quella di avere una risposta costante entro un campo relativamente poco esteso di frequenze, ma anche per frequenze relativamente basse (inferiori a 50 Hz). Quando interessa conoscere la forma della vibrazione, è opportuno

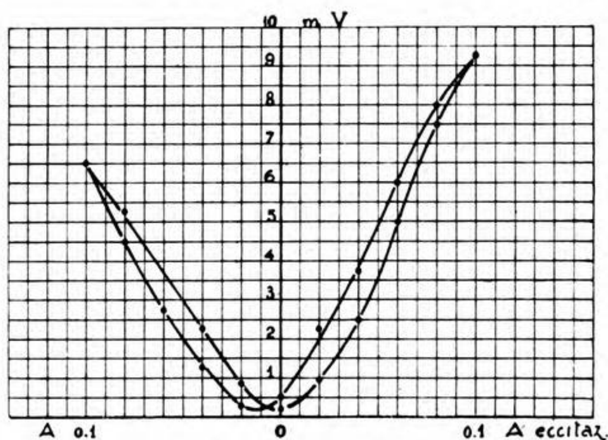


Fig. 7. — Ciclo di isteresi del vibrometro.

ricorrere ad un amplificatore a resistenza e capacità, per evitare distorsioni lineari e non lineari. Per l'indicazione del valor medio della vibrazione è stato costruito un amplificatore a due stadi, con cassetta contenente le pile di alimentazione, il tutto facilmente trasportabile e di rapida installazione. La batteria di filamento fornisce anche la corrente per l'alimentazione della bobina eccitatrice del flusso magnetico del vibrometro; per la misura e la regolazione di questa corrente, s'impiegano un amperometro e un reostato uniti all'amplificatore.

Questo metodo di misura, indubbiamente molto sensibile e di facile attuazione, presenta il non lieve inconveniente di non prestarsi a controlli o tarature diretti, non essendo utilizzabile per variazioni statiche di spessore del traferro, data la proporzionalità, a basse frequenze, fra l'indicazione del voltmetro e la velocità di vibrazione.

Siccome non è facile avere a disposizione una struttura vibrante con ampiezza nota, la taratura si può eseguire confrontando misure di vibrazione eseguite col metodo della variazione di flusso e col metodo del ponte a impedenza: con questo secondo tipo di misura è possibile poi, come si è precedentemente accennato, eseguire misure statiche, variando il traferro di quantità note.

La prova di risposta del vibrometro in funzione della frequenza si eseguisce con metodo analogo a quello della eccitazione elettrostatica per la taratura relativa dei microfoni a condensatore. Uno dei due avvolgimenti di una bobina si fa percorrere da una corrente continua di eccitazione, l'altro da una corrente alternata: si ha un sistema elettromeccanico del tutto simile al telefono, e la massa inerte, per effetto della forza elettromagnetica, vibra con frequenza eguale a quella della corrente alternata di alimentazione. Con misure di impedenza dinamica, o con misure di variazione di induttanza ai capi della seconda bobina, si possono ricavare, variando la frequenza della corrente di alimentazione, la frequenza di risonanza propria del sistema e la zona oltre la quale è possibile eseguire le misure con una sensibilità indipendente dalla frequenza stessa.

Conchiudendo, mentre per misure ove occorrano notevoli sensibilità e precisione sono forse più adatti i metodi a capacità, il vibrometro elettromagnetico pare particolarmente adatto ai casi di misure ordinarie: se si ricorre a determinazioni per variazione di flusso, si ha mezzo di ottenere i risultati con rapidità e semplicità, senza bisogno di apparati particolarmente complessi o costosi.

3. — Con il vibrometro descritto si sono eseguite alcune determinazioni di vibrazioni, delle quali può riuscire interessante qualche cenno.

Si sono compiuti rilievi delle vibrazioni di un trasformatore per mettere in relazione il tipo e l'ampiezza di vibrazione del



Fig. 8. — Oscillogramma dell'ampiezza di vibrazione del giogo di un trasformatore, in funzione del valore istantaneo della tensione applicata.

giogo con il rumore prodotto dal trasformatore stesso. Data la stabilità e la regolarità del fenomeno, si è eseguito un oscillogramma con tubo di Braun, alimentando le placche per la deviazione secondo l'asse delle ascisse con la tensione di alimentazione del trasformatore, e le placche per la deviazione secondo l'asse delle ordi-

nate con la tensione fornita dal vibrometro (schema di fig. 6) amplificata. In fig. 8 si riporta uno di tali oscillogrammi, nel quale viene messo in evidenza il noto fatto che la frequenza fondamentale della vibrazione è doppia della frequenza di alimentazione del trasformatore stesso.

Una serie di determinazioni è stata eseguita su una condotta forzata, accoppiata ad una turbina a reazione, sistema che dava

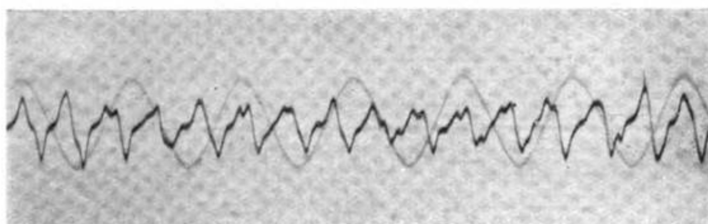


Fig. 9. — Oscillogramma della vibrazione di una condotta.

luogo, in certe condizioni, a vibrazioni particolarmente intense. Le prove si condussero appoggiando il vibrometro su vari punti della tubazione, ed eseguendo le determinazioni a carico costante variando entro i più vasti limiti possibili la velocità della turbina.

Gli oscillogrammi permisero di constatare in modo inequivocabile che la vibrazione, di frequenza eguale alla frequenza di pas-

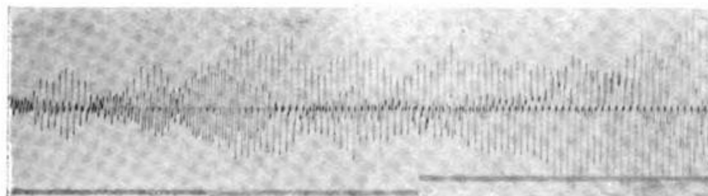


Fig. 10. — Oscillogramma delle vibrazioni di una condotta durante un periodo transitorio.

saggio delle pale della turbina, era dovuta a questo organo, e non a possibili difetti di asimmetria nell'alternatore o a vibrazioni proprie della tubazione. L'oscillogramma di fig. 9 fornisce, ad esempio, la forma della vibrazione della condotta a mezzo carico; quello di fig. 10 riproduce un fenomeno transitorio, dovuto a variazione di velocità di rotazione.

L'interesse maggiore era però volto alla determinazione della ampiezza di vibrazione in funzione della frequenza, per constatare l'esistenza di eventuali bande di risonanza: il diagramma di fig. 11 indica appunto l'ampiezza di vibrazione, per diversi carichi, al variare della frequenza. Si potè in tal modo prevedere che, portando

il numero delle pale della turbina da 15 a 19, per frequenze elettriche da 42 a 50 Hz si sarebbe rimasti fuori del campo di risonanza, e si sarebbe quindi ottenuta assenza di vibrazioni. Effettuata la modifica, si constatò raggiunto l'effetto previsto.

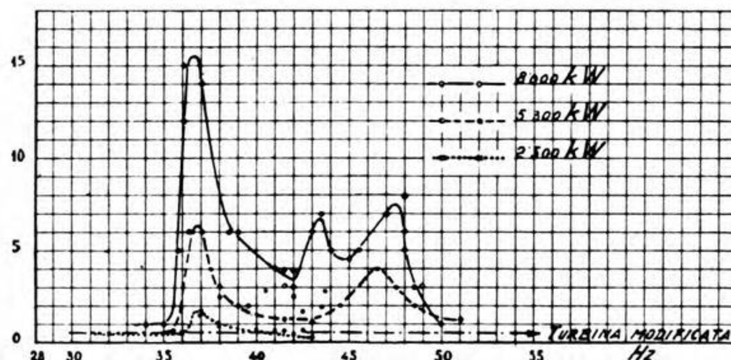


Fig. 11. — Diagramma dell'ampiezza delle vibrazioni in funzione della frequenza.

4. — Il vibrometro elettromagnetico del tipo esposto, e così pure altri di tipi analoghi, possono con vantaggio venire applicati a svariate ricerche. Essi presentano pregi di carattere economico dato il costo notevolmente inferiore a quello di dispositivi meccanici, e pregi di impiego per la possibilità di fornire ad un voltmetro indicazioni proporzionali alle ampiezze di vibrazione, senza bisogno di ricorrere a dispositivi scriventi o ad indicatori ottici; infine sensibilità elevata, e indipendenza delle indicazioni dalla frequenza.

Torino - Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris »
del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

R. I. E. C. - Studi sulle microonde e loro applicazioni. — Il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina (fig. 1) è al tempo stesso un ente a sè ed una parte integrante della R. Accademia Navale, cioè del massimo centro di istruzione della Marina da Guerra. Sotto il primo aspetto è pertanto un istituto di ricerche con finalità tecnico-scientifiche; in quanto rientra nella organizzazione della R. Accademia Navale, ha invece essenzialmente una mansione didattica, a base teorico-pratica.

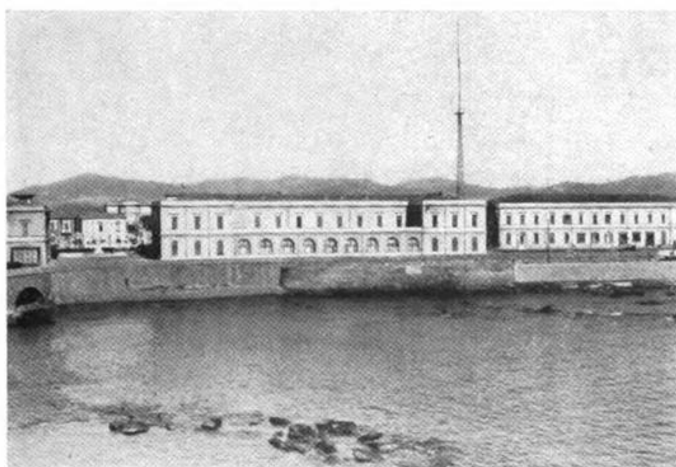


Fig. 1. — Il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina (Livorno, R. Accademia Navale).

Fra i vari campi tecnico-scientifici, nei quali si svolge l'attività dell'istituto, è stato sempre molto curato quello riguardante l'impiego, per le radiocomunicazioni, di correnti oscillatorie di frequenze sempre più elevate. In particolare sono stati ottenuti notevoli risultati nello studio della produzione, della rivelazione e della propagazione delle onde di lunghezza inferiore al metro, per le quali si adotta ormai sempre più largamente la denominazione di « microonde ».

Le ricerche sulle microonde hanno avuto inizio presso il R.I.E.C. nel 1931, e sono state proseguite intensamente fino ad oggi.

Si può affermare che i risultati ottenuti hanno permesso di passare dalla fase di laboratorio alla fase tecnica, poichè sono già stati costruiti apparecchi che soddisfano alle esigenze pratiche del servizio.

Degli studi preliminari già è stato precedentemente riferito (1). Non sembra tuttavia fuori luogo un riassunto dell'opera finora com-

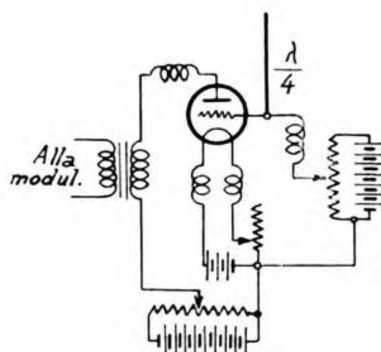


Fig. 2. — Schema di oscillatore per microonde.

piuta, che valga a mostrare l'intensità e la serietà del lavoro dedicato a queste indagini.

All'epoca in cui le ricerche furono iniziate, all'estero, e specialmente in Francia, in Germania ed in Giappone, gli studi erano

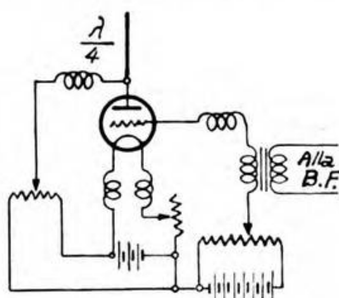


Fig. 3. — Schema di ricevitore per microonde.

già notevolmente avanzati ed avevano consentito di sviluppare i germi, contenuti nella prima esperienza di Barkhausen e Kurz, fino ad effettuare comunicazioni con onde di varia lunghezza, da 15 a 80 cm, a distanza di alcuni km. Ma la potenza dei trasmettitori allora

(1) N. Carrara: A. F., 1933, II, p. 465.

impiegati era veramente esigua, dell'ordine di pochi decimi di watt; e la sensibilità dei ricevitori molto modesta.

Presso il R.I.E.C. furono inizialmente studiati (curando particolarmente il problema della modulazione) alcuni tipi di trasmettitori per microonde di circa 17 cm di lunghezza, con l'impiego di tubi Métal T.M.C., montati secondo disposizioni analoghe a quella di Pierret; furono altresì studiati i relativi ricevitori, impiegando il medesimo tipo di tubo, secondo disposizioni analoghe a quella pre-

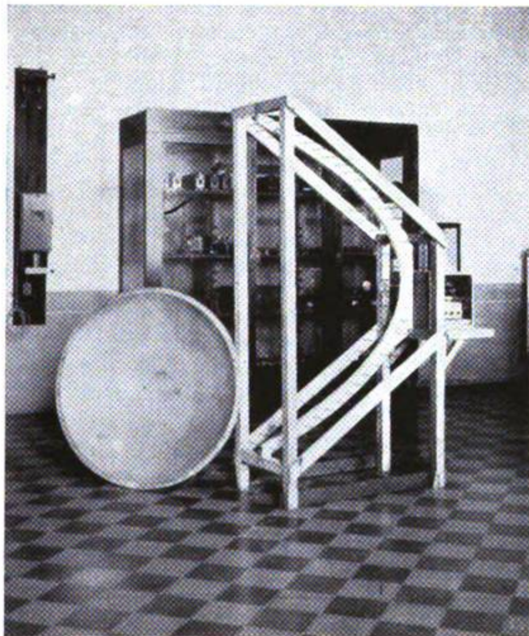


Fig. 4. — Due tipi di riflettori per microonde: parabolico di rotazione, e ad asticelle disposte secondo una parabola.

cedentemente sperimentata da Beauvais. Gli schemi del trasmettitore e del ricevitore sono riportati nelle fig. 2 e 3. Poichè i riflettori metallici, grazie alla limitatissima lunghezza d'onda impiegata, si mostrano particolarmente efficaci per convogliare nella direzione del ricevitore l'energia irradiata dal trasmettitore, essi furono lungamente studiati e sperimentati, variandone forma, dimensioni, materiale (fig. 4).

Apparecchi di questo tipo furono esperimentati con pieno successo in radiotelefonia alla presenza di S. E. il Ministro della Marina, in occasione del cinquantenario della R. Accademia Navale, il 6 dicembre 1931.

Nelle prove pratiche di comunicazione con microonde di lunghezza inferiore ai 20 cm, si presentarono alcuni inconvenienti, fra

i quali, particolarmente notevole, la grande microfonicità del tubo ricevitore, che non si riesce ad attenuare se non in misura assai ridotta mediante sospensioni elastiche con cuscinetti di gomma e simili. Si incontrò inoltre la difficoltà di attuare, in modo semplice e comodo, disposizioni che consentissero di comunicare fra due stazioni, comprendenti ciascuna un trasmettitore e un ricevitore, senza che il trasmettitore della prima, mentre corrisponde con il ricevitore della seconda, influisse sul ricevitore locale. La disposizione, che per prima si affaccia alla mente, di usare onde di frequenza diversa per le comunicazioni nei due sensi, si mostrò in pratica inefficace, perchè ogni ricevitore, costruito secondo lo schema di fig. 3, è atto a rivelare onde di qualunque frequenza. D'altra parte è molto difficile, se non impossibile, ottenere circuiti nettamente accordati e atti a ben separare un'onda dall'altra, nella zona delle frequenze in questione.

Fu perciò studiato presso il R.I.E.C. un sistema di doppia modulazione. Il principio informatore è il seguente: le microonde vengono modulate da una tensione oscillatoria intermedia a frequenza radiotelegrafica, per esempio 10^5 Hz, la quale è modulata a sua volta a frequenza acustica dalla corrente microfonica, corrispondente ai segnali da trasmettere. Sulle microonde viene così impressa una doppia modulazione: ad alta e a bassa frequenza. Alla ricezione, il triodo che rivela le microonde opera una prima rettificazione. Si può allora inserire nel circuito di griglia un amplificatore accordato ad alta frequenza (10^5 Hz). Con una ulteriore rettificazione si passa alla frequenza acustica e si ottiene nel telefono la riproduzione del segnale. Riunendo in una medesima stazione un apparato ricevente ed uno trasmittente, costruiti nel modo anzidetto, non è possibile ricevere nel telefono i segnali raccolti dal proprio microfono, quando l'amplificatore ad alta frequenza (intermedia) del ricevitore non è accordato con l'alta frequenza di modulazione del trasmettitore.

Per comunicare fra due stazioni così costituite, basta dunque che l'oscillatore di modulazione dell'una sia accordato con l'amplificatore ad alta frequenza dell'altra e disaccordato con l'amplificatore ad alta frequenza locale, e viceversa. Con questa disposizione la microfonicità del ricevitore scompare, del che fu data una semplice spiegazione [2].

Come già si è detto, la potenza irradiata dai trasmettitori di questo tipo, nei quali veniva usata la lunghezza d'onda di 17 cm, è veramente esigua; fu tuttavia possibile comunicare efficacemente a distanze di circa 10 km, con l'impiego di riflettori parabolici di rame relativamente piccoli (diametro m 1,20, distanza focale cm 20). Il calcolo mostra che, con specchi di diametro maggiore, le distanze che si possono superare crescono notevolmente. Com'è noto la « Société du Matériel Téléphonique » con oscillatori di tale potenza, e con specchi del diametro di m 3,50, ha assicurato un servizio commerciale su 18 cm di lunghezza d'onda attraverso la Manica.

---

(2) N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 189.

Presso il R.I.E.C. gli studi furono proseguiti, adottando lunghezze d'onda maggiori, 50 ÷ 60 cm, al fine di ottenere oscillatori di maggiore potenza, e quindi di impiego più pratico. Dopo numerosi tentativi (3), fu possibile attuare un oscillatore di potenza relativamente notevole (5 watt circa su 60 cm di lunghezza d'onda) e di estrema semplicità, insieme con un adeguato ricevitore (fig. 5 e 6).

Degno di nota, in tale oscillatore, è l'impiego di una linea di trasmissione, costituita da due tubi concentrici di diametri appro-

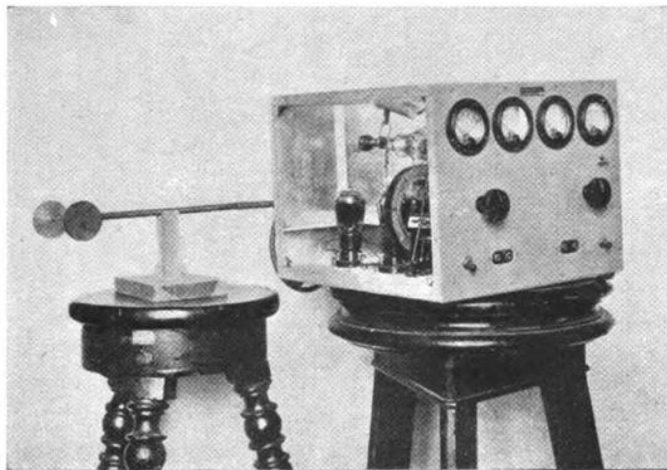


Fig. 5. — Primo tipo di trasmettitore R.I.E.C. per microonde ($\lambda = \sim 60$ cm).

priati, per trasferire l'energia di corrente oscillatoria dall'oscillatore all'antenna. Questa linea presenta una resistenza caratteristica eguale da un lato a quella dell'oscillatore, dall'altro alla resistenza di radiazione dell'antenna, che, a questo fine, è a capacità concentrate; sicchè la linea può essere connessa direttamente all'uno e all'altra senza organi di trasformazione e senza divenir sede di onde stazionarie. Il tubo esterno può essere messo a terra in un punto qualunque; perciò la linea può essere distesa come un qualsiasi piccolo cavo elettrico flessibile (fig. 7).

Le distanze che possono essere superate con gli apparecchi ora descritti sono dell'ordine del centinaio di km; nelle prove furono usati, per convogliare l'energia irradiata dal trasmettitore nella direzione del ricevitore, riflettori di vario tipo (parabolici di rivolu-

(3) N. Carrara: L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 874. Sono largamente noti i lavori compiuti ed i successi conseguiti in questo medesimo campo da Guglielmo Marconi (A. F., 1933, II, p. 5).

zione, cilindro - parabolici, ad asticelle), senza notare una netta prevalenza di un tipo sull'altro.

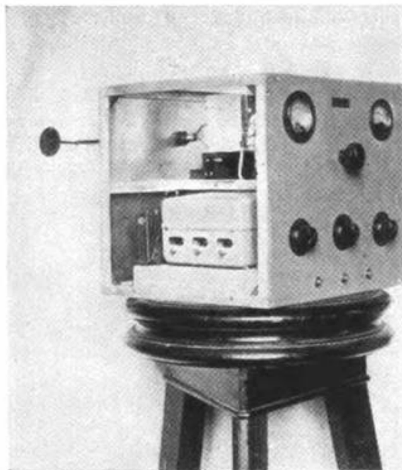


Fig. 6. — Primo tipo di ricevitore R.I.E.C. per microonde ($\lambda = \sim 60$ cm).

Fino a tutto il 1933, l'attività dell'Istituto in questo campo fu dedicata a rendere gli apparecchi sempre più pratici, comodi, ma-

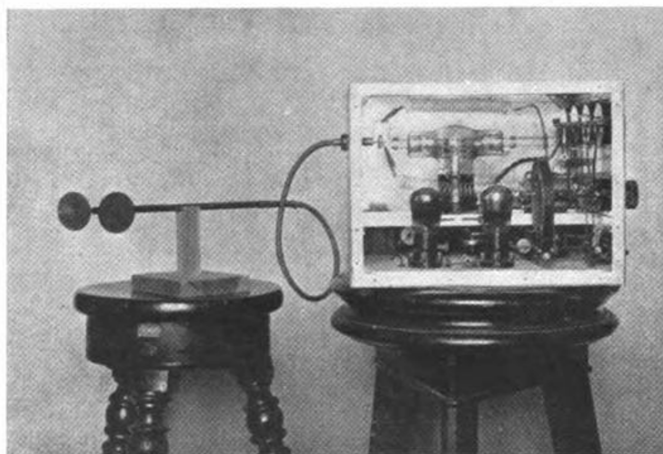


Fig. 7. — Trasmettitore per microonde: si noti la linea di alimentazione dell'antenna, in parte flessibile.

neggevoli e di sicuro funzionamento. Nelle fig. 8, 9, 10 e 11 sono rappresentati alcuni di tali apparecchi.

Il 1934 fu dedicato allo studio del comportamento delle microonde nel servizio pratico, in aggiunta ai risultati già ottenuti nelle prove di servizio navale e nel collegamento mantenuto in prolungato esercizio fra due punti della Sardegna alla distanza di oltre 90 km. A tale scopo, nel febbraio 1934 furono installate due stazioni comprendenti ciascuna un trasmettitore ed un ricevitore,

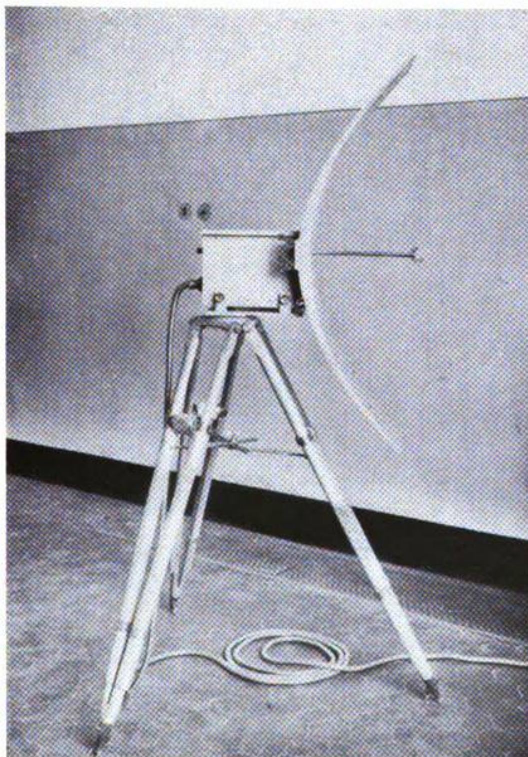


Fig. 8. — Trasmettitore R.I.E.C. 1933 per microonde: specchio cilindro-parabolico; nella cassetta situata dietro lo specchio è alloggiato l'oscillatore.

dotate degli apparecchi necessari per il funzionamento (alimentatori e simili): la prima a Montenero (Livorno), all'altezza di circa 180 m sul livello del mare, l'altra al semaforo della Palmaria (La Spezia), all'altezza di 188 m. Le altezze e le località scelte assicurano la visibilità diretta; la distanza è di 72 km. Durante i mesi di febbraio, marzo e aprile le stazioni furono messe in assetto e fu organizzato un servizio continuativo fra la Palmaria, Montenero e il R.I.E.C. (il quale ultimo fu dotato di apparecchi trasmettenti e riceventi per seguire l'andamento delle comunicazioni fra Montenero e Palmaria) in modo tale da poter tener conto del numero dei segnali trasmessi,

di quelli ricevuti, e contemporaneamente delle condizioni atmosferiche, stagionali e simili. In questa fase preliminare furono scambiati 25.900 dispacci.

Nel mese di maggio ebbe inizio il servizio sperimentale e fu proseguito fino a tutto ottobre. L'orario per lo scambio dei dispacci fu stabilito in sei appuntamenti (alle ore 1, 5, 9, 13, 17, 21).

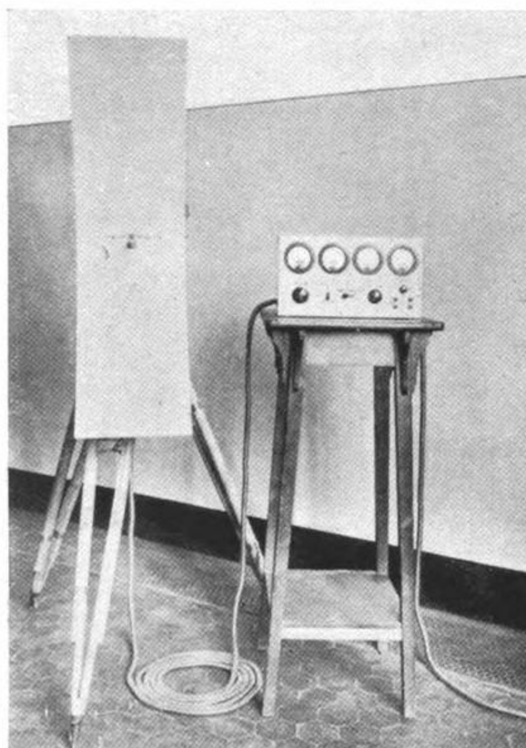


Fig. 9. — Trasmettitore R.I.E.C. 1933 per microonde: l'apparecchio a fianco dello specchio contiene gli organi di regolazione e di modulazione; esso è collegato da un lato all'oscillatore situato dietro lo specchio, dall'altro alle sorgenti di energia elettrica.

Su un totale di circa 55.000 parole trasmesse nei due sensi, il 92 % è stato ricevuto direttamente senza ripetizioni e solo il 4 % è stato perduto per circostanze fortuite (batterie di alimentazione scariche, mancanza di energia della rete e simili).

La forza media dei segnali fu giudicata 3 (la forza massima, secondo la classificazione internazionale in uso, è 5). Contemporaneamente si svolsero chiare comunicazioni telefoniche.

Dal febbraio all'ottobre non furono mai notate variazioni nel

comportamento della propagazione delle microonde con le varie stagioni e col cambiamento delle condizioni atmosferiche.

Durante lo svolgimento di questo servizio si studiò anche sistematicamente la possibilità di comunicare con microonde oltre la portata geografica delle stazioni trasmittenti e riceventi, servendosi di una stazione ricevente installata su un bastimento della R. Marina,

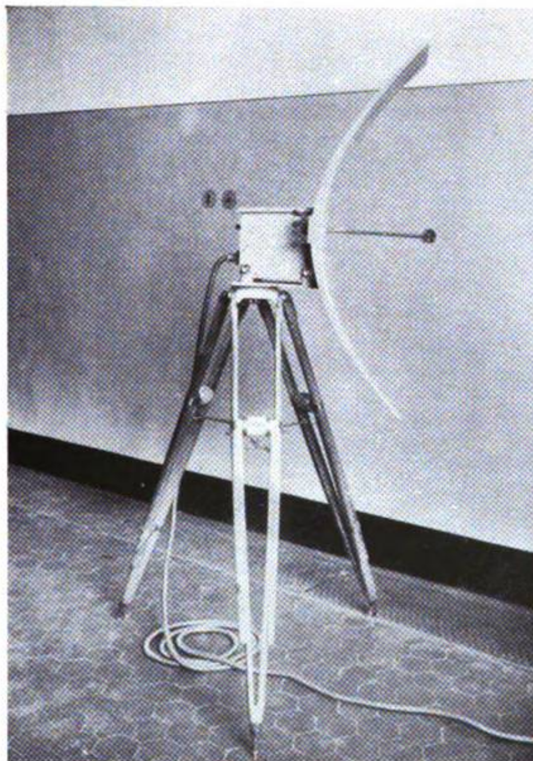


Fig. 10. — Ricevitore R.I.E.C. 1933 per microonde: specchio cilindro-parabolico; dietro lo specchio è alloggiato il tubo rettificatore.

nonostante che le precedenti e numerose prove, eseguite sul mare, avessero dimostrato che la visibilità diretta fra le stazioni corrispondenti è necessaria. Il bastimento seguiva, durante lo svolgersi delle comunicazioni fra Montenero e la Palmaria, una rotta lungo l'allineamento delle due stazioni. Fu sempre constatato che il bastimento poteva mantenersi in comunicazione con una delle stazioni fino a quando non ne oltrepassava l'orizzonte. Non appena scendeva sotto l'orizzonte, il collegamento veniva perduto. Si concluse pertanto che le comunicazioni *stabili* con microonde sono possibili solamente nel caso in cui vi sia visibilità diretta.

Nel corso di queste prove pratiche furono sviluppati studi teorici assai interessanti, specialmente per quanto riguarda la ricezione.

Mentre il meccanismo della produzione delle microonde poteva dirsi, nelle sue linee generali, sufficientemente chiarito, non era stato possibile proporre alcuna spiegazione esauriente del mecca-

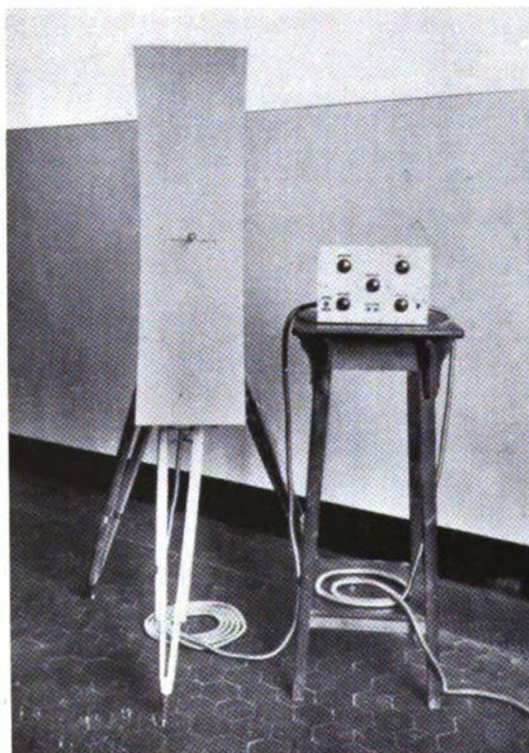


Fig. 11. — Ricevitore R.I.E.C. 1933 per microonde: l'apparecchio a fianco dello specchio contiene gli organi di amplificazione e di regolazione.

nismo della ricezione. Gli studi (4) svolti presso il R.I.E.C. condussero a ritenere che il triodo rettificatore si comporti come un diodo ad elettrodi grandemente ravvicinati; e che appunto per questa sua particolare caratteristica sia atto a rivelare onde di qualunque frequenza. In base a questo concetto furono trovate le

(4) N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 6.
N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 189.
N. Carrara: A. F., 1934, III, p. 661.

migliori condizioni di utilizzazione dei tubi ricevitori e messe in atto negli apparecchi definitivi.

Tale interpretazione è stata accettata da tutti gli studiosi dell'argomento, e ha dato luogo a notevoli lavori di autori stranieri (5).

Gli studi e gli esperimenti nel campo delle microonde, che han dato, come sopra si è riferito, assai buoni frutti, continuano ad essere sviluppati.

In questo momento sono sottoposti ad accurata indagine i magnetron (6), in quanto gli oscillatori, ove essi sono impiegati, promettono di fornire maggiori potenze e migliori rendimenti.

Già è stato possibile raggiungere una chiara visione del meccanismo del funzionamento di tali tubi, quando il catodo è obliquo rispetto alla direzione del campo magnetico (7), e, ciò che è più interessante, sembra che sia possibile, per la via seguita in questo studio particolare, conseguire una definitiva spiegazione della generazione delle microonde, tanto con i magnetron, quanto con i tubi di Barkhausen e Kurz, la quale è rimasta finora, in parte, avvolta nel mistero. *Re.*

*

Rapporto della commissione britannica per la televisione. — Il 31 gennaio 1935 è stato presentato al Parlamento inglese il rapporto della commissione incaricata di studiare lo sviluppo raggiunto dalla televisione e di informare le autorità competenti sulle proprietà dei diversi sistemi e sulle condizioni nelle quali potrebbe essere stabilito un servizio pubblico di televisione.

La commissione ha esaminato tutti i sistemi di televisione attualmente suscettibili di essere utilizzati, visitando gli impianti sperimentali delle varie ditte e dei vari laboratori di ricerca; è entrata altresì in contatto con le analoghe commissioni tedesca e americana.

Esposte le basi sulle quali riposano i metodi attualmente usati, il rapporto segnala i risultati ottenuti col sistema fondato sull'uso dell'iconoscopio. Questo sistema permette la ripresa diretta di avvenimenti oltre che in ambienti chiusi anche all'aria aperta, purchè si possano ottenere convenienti condizioni di illuminazione.

Il rapporto sconsiglia l'uso di un sistema di televisione di qualità mediocre, come quello per esempio che fa uso di una scomposizione della immagine in 30 linee, con una frequenza di 12 $\frac{1}{2}$ immagini al secondo. Questa sistema, che è in funzione in Inghilterra a titolo sperimentale dal 1929, fornisce sullo schermo immagini grossolane, limitantisi ai primi piani e affette da un notevole tremolio. Tale tipo di televisione, pur essendo quello che ha aperto la via allo studio ed alla messa in assetto dei sistemi attuali, non sarebbe appoggiato da un sufficiente interesse del pubblico.

Risulta in ogni modo consigliabile un sistema di buona qualità,

---

(5) H. Hollmann: H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLIII, p. 89.
(6) G. De Fassi e G. Salom: A. F., 1934, III, p. 396.
(7) N. Carrara: A. F., 1935, IV, p. 20.

anche se esso, nei primi tempi almeno, deva risultare sensibilmente costoso (si prevede che un apparecchio di ricezione, sonoro e visivo, venga a costare da 3000 a 5000 lire) e quindi la diffusione della televisione non possa essere molto rapida. Il grado di qualità è una cosa naturalmente molto soggettiva; si ritiene opportuno dalla commissione, che l'immagine non debba venire esplorata con meno di 240 linee e con una frequenza minore di 25 immagini al secondo (pure senza escludere la possibilità di condizioni ancora migliori, quale ad esempio una frequenza di 50 immagini al secondo). Per ottenere un grado così elevato di qualità e di frequenza di immagini, è necessario prevedere frequenze di modulazione molto elevate, applicabili quindi soltanto a trasmettitori ad onda corta.

Il tubo a raggi catodici sembra essere, attualmente, il mezzo più adatto per la ricezione. Esso non comporta nessun organo mobile. Le dimensioni dell'immagine dipendono naturalmente dalle dimensioni del tubo; attualmente con i tipi più diffusi si ha una immagine di 15 cm × 20 cm circa; sono in corso esperienze aventi lo scopo di proiettare le immagini su uno schermo di maggiori dimensioni.

Dall'esame dei vari sistemi, del resto molto simili fra di loro, si ritrae l'impressione che si sia ormai raggiunto un livello di perfezione notevole, benchè ancora molto resti da fare per rendere la televisione soddisfacente sotto tutti i punti di vista. I risultati raggiunti sono comunque tali da far ritenere giunto il momento di passare all'attuazione di un servizio pubblico.

Si ritiene senz'altro consigliabile che la trasmissione di immagini sia accompagnata dalla musica; i due generi di trasmissioni sono naturalmente destinati ad integrarsi, con scambievole vantaggio.

La necessità di far uso di onde corte per la televisione sarà certo un ostacolo alla sua rapida diffusione, per le difficoltà che le onde corte incontrano nel propagarsi in zone montagnose. Se ne deduce la necessità di numerose stazioni trasmittenti, anche di piccola potenza, che permettano di servire almeno il 50 % della popolazione. La costruzione di queste stazioni dovrà essere fatta soltanto in modo graduale e via via che se ne presenti la necessità.

Non risulta che ci siano difficoltà ad attribuire al servizio pubblico di televisione lunghezze d'onda comprese nella gamma fra 3 e 10 metri; gli studi sperimentali sono stati fatti su di una lunghezza d'onda di 7 metri. Le stazioni dovranno essere poste preferibilmente in luoghi elevati per aumentarne quanto più è possibile la portata. Si ritiene che per ora la portata utile di una stazione da 10 kW non sia superiore a 40 km in regioni poco accidentate.

Poichè la televisione deve accompagnarsi alla trasmissione di suoni sembra opportuno che a uno stesso ente vengano affidati entrambi i servizi. L'ente già incaricato della radiodiffusione sonora potrà utilmente far uso, per il nuovo servizio, della sua attrezzatura tecnica, e ne sarà facilitata la formazione dei programmi.

Tutti i sistemi di televisione attuali, anche quando non diversificano molto fra di loro, sono protetti da brevetti; le varie ditte sono naturalmente desiderose di trarre ora i maggiori benefizi dai loro sforzi. Non sembra però che sia in alcun modo augurabile che ad un solo sistema sia dato modo di svilupparsi, ponendolo in condizioni di monopolio. Senza volere contrastare uno sviluppo libero e completo, che ha dato per ora ottimi frutti, sembra augurabile che si pervenga ad un accordo fra i vari detentori delle privative, in modo da permettere all'ente incaricato della trasmissione di utilizzare quei brevetti che vengano ritenuti più opportuni; i fabbricanti di apparecchi potrebbero contemporaneamente acquistare licenze di fabbricazione. Un accordo in tal senso appare per ora abbastanza difficile; la commissione ritiene comunque che gli avvenimenti stessi finiranno per condurre a una soluzione di questo genere.

Per quanto riguarda più particolarmente la situazione inglese, la commissione nel suo rapporto consiglia di affidare l'incarico del nuovo servizio alla « British Broadcasting Corporation » (B.B.C.), che è attualmente incaricata del servizio di radiodiffusione sonora; una stazione potrà inizialmente essere impiantata a Londra, con apparecchi della « Baird Television Company » e della « Marconi-E.M.I. Television Company » da far funzionare alternativamente.

Con l'esperienza acquistata nell'esercizio della prima stazione si dovrà procedere alla graduale estensione del servizio, traendo profitto di ogni perfezionamento ed avendo di mira la creazione di un sistema di trasmissione nazionale normalizzato.

La commissione ritiene che in questo primo periodo non si dovrebbe nè stabilire una nuova licenza, nè porre una nuova tassa; il finanziamento per la costruzione della prima stazione e per il suo esercizio potrà essere ricavato dalla tassa esistente di 10 scellini a favore del tesoro e dal ricavato della pubblicità; questa dovrebbe però essere fatta solo nella forma di « programmi sovvenzionati ».

An. Gi.



Riunione del comitato internazionale speciale per le perturbazioni radiofoniche. — Il comitato si è riunito a Berlino nella prima decade di dicembre 1934 per esaminare una serie di apparecchi misuratori di disturbi e fissare, almeno in via preliminare, le condizioni di esperienza.

Gli apparecchi inglesi e tedeschi erano di due tipi: apparecchi da laboratorio ed apparecchi portatili, di tipo simile ai precedenti, ma destinati all'uso corrente, meno sensibili e meno precisi. Essi erano stati concepiti per effettuare la misura in alta frequenza delle tensioni perturbatrici prodotte da macchine elettriche (misura ai morsetti di uscita delle macchine o a quelli di entrata dei radioricevitori). Gli apparecchi francesi erano invece di un sol tipo, costruiti con lo scopo di effettuare la misura, in bassa frequenza, del livello assoluto delle perturbazioni presso l'ascoltatore.

Questi ultimi apparecchi si ispirano alle prescrizioni della legislazione francese, la quale impone che il disturbo, misurato all'apparecchio ricevente, non superi un certo valore prefissato. Lo scopo perseguito dai tecnici inglesi e tedeschi era invece quello di risalire all'origine del disturbo e di riuscire a definire, in modo generale, le condizioni che debbono essere soddisfatte perchè non si provochino disturbi nocivi.

Il programma delle esperienze fu così fissato:

1°) definire un apparecchio indicatore, le cui indicazioni, pur rimanendo indipendenti dalla natura del disturbo, corrispondano alle impressioni auditive sgradevoli fornite da un altoparlante;

2°) determinare sulla bassa frequenza il valore del rapporto segnale/perturbazione, per il quale il disturbo possa essere ritenuto tollerabile;

3°) determinare sull'alta frequenza il valore del rapporto segnale/perturbazione all'entrata del ricevitore, corrispondente al valore del rapporto segnale/perturbazione sulla bassa frequenza, definito sopra, per un grado di modulazione determinato;

4°) stabilire un metodo per la misura dell'accoppiamento fra la sorgente della perturbazione e l'antenna dell'apparecchio ricevitore;

5°) fissare il valore massimo della tensione perturbatrice di alta frequenza misurata alla sorgente.

Come tipi di rumori campione furono scelti: una forza elettromotrice sinoidale di 1000 Hz, il rumore di un ago di grammofono, di un piccolo motore e di un campanello elettrico, « clic » molto brevi alla frequenza di 4 per secondo. Nessuno dei dispositivi sperimentati per produrre tali rumori fu riconosciuto soddisfacente.

Nelle esperienze effettuate a Berlino, nelle quali si è assunto come elemento di riferimento la tensione di cresta, il rapporto segnale/perturbazione, determinato sulla bassa frequenza e giudicato accettabile, ha variato fra 35 e 45 decibel; si può concludere che un rapporto di 40 decibel rappresenta il limite tollerabile nella generalità dei casi.

Per la determinazione del rapporto sull'alta frequenza si è fissato un grado di modulazione di 80 %.

Per la misura dell'accoppiamento fra la sorgente disturbatrice e l'antenna occorre fare esperienze e raccogliere informazioni sui valori dell'accoppiamento riscontrati in varie condizioni. Si pensa che l'accoppiamento possa, per esempio, essere definito come rapporto fra la tensione di alta frequenza misurata alla sorgente perturbatrice e la tensione di alta frequenza misurata, a circuito aperto, fra i morsetti terra-antenna del ricevitore.

Il valore massimo della tensione perturbatrice all'origine potrà essere fissato in seguito ai risultati della ricerca precedente.

Si è concluso raccomandando di effettuare misure e raccogliere dati, che serviranno, nella prossima riunione di Berlino, a stabilire un programma sistematico di prove. *An. Gi.*



Notizie varie commerciali. — L'Ente Radiorurale, che, dopo la morte del suo primo presidente ed animatore ing. Enrico Marchesi, è stato affidato a S. E. Starace, Segretario del Partito Nazionale Fascista, ha esteso la sua attività, secondo le norme legislative che lo regolano, ad enti non scolastici come le organizzazioni e le cattedre di agricoltura e le autorità politiche, didattiche e religiose delle campagne, chiamando a collaborare a questa iniziativa anche il commercio radio.

Il decreto legge n. 1988 del 3 dicembre 1934 porta la desiderata soluzione della licenza per riparazione di apparecchi e materiali radioelettrici, che era invocata dai commercianti per poter sviluppare questo servizio senza le incertezze e i gravami della precedente legislazione. In sostanza la legge eleva da L. 500 e L. 2000 la licenza «per fabbricazione e montaggio» ed istituisce una licenza «per riparazione» di L. 300, entrambe le predette licenze essendo comprensive di quella di vendita, che può essere concessa anche isolata con la tassa di L. 100.

Un'altra grande chiarificazione nel campo della radiofonia è stata apportata dal riconoscimento, da parte degli organi governativi, della sentenza con cui la Corte di Cassazione dichiarava che le audizioni radiofoniche non sono in nessun caso spettacoli pubblici e non possono quindi essere soggette nè alle tasse erariali e di Pubblica Sicurezza, nè ai diritti d'autore. Questo provvedimento, che ha una importanza notevole per lo sviluppo della radiofonia nei pubblici esercizi, ha destato viva attenzione all'estero e l'Ufficio Internazionale di Berna ne ha fatto particolare oggetto di studio.

Nel campo internazionale offre notevole interesse la recente statizzazione della radiofonia francese, per la quale era da tempo invocato uno statuto, soprattutto per assicurare cespiti costanti a questo servizio, che era sostenuto sporadicamente da sottoscrizioni benevole di circoli di amatori. Stabilita nel 1933 una tassa di abbonamento per tutti gli ascoltatori e riscattate in seguito le stazioni private della rete, la collettività acquistava il diritto di controllo, tramite lo stato, su tutta la gestione. Sullo scorcio del 1934 il governo francese metteva la radiodiffusione alle dirette dipendenze del Ministro delle Poste e dei Telegrafi, il quale la comanda per mezzo di Consigli di gestione preposti a ciascuna stazione.

Il coordinamento del servizio è poi effettuato per mezzo di un Comitato apposito e di un Consiglio delle emissioni, mentre sono stati saldamente organizzati i servizi centrali per l'amministrazione generale e per l'esecuzione e il controllo dei programmi. Tutti i beni mobili ed immobili necessari alla gestione sono patrimonio dello stato.

Sarà interessante seguire gli sviluppi di questa organizzazione integrale della radiodiffusione come servizio di stato, la quale ha indubbiamente lo svantaggio di lasciare poco o nessun adito alla iniziativa privata, mentre non è assolutamente necessaria per una regolamentazione quanto si voglia ferrea di ciò che deve essere rego-

lamentato, come ad esempio le provvidenze per l'eliminazione dei disturbi elettrici industriali, ai quali il Ministro delle Poste e dei Telegrafi francese ha rivolto particolare attenzione. *M. C.*

*

Concorso a borsa di perfezionamento della Fondazione Galileo Galilei. — La R. Università di Pisa comunica che è aperto il concorso ad una borsa di perfezionamento per l'anno 1935-36 riservata a laureati, cittadini italiani, o italiani non regnicoli, o stranieri, che si dedichino alle scienze sperimentali e che abbiano conseguito la laurea (o il titolo accademico corrispondente) da non oltre cinque anni alla data di chiusura del concorso.

Il vincitore del concorso, se italiano, sarà destinato a quell'istituto (nazionale o straniero) che risulti più confacente all'indole dei suoi studi; se straniero, dovrà frequentare per l'intero anno accademico (1° novembre 1935 - 31 ottobre 1936) un istituto scientifico in Italia. Egli godrà di un assegno di L. 15.000 pagabili a rate trimestrali anticipate, oltre all'eventuale assegno supplementare per viaggi in terre d'oltre mare. La seconda e la terza rata saranno pagate su presentazione di un certificato di frequenza rilasciato dall'istituto prescelto per gli studi di perfezionamento; la quarta ed ultima rata dopo la presentazione di una relazione particolareggiata degli studi compiuti, confermata dal direttore dell'istituto suddetto.

Le domande di ammissione al concorso, in carta bollata da L. 4 o, se fatte all'estero, sottoposte al bollo straordinario prescritto, dovranno essere presentate o pervenire alla R. Università di Pisa entro il giorno 31 maggio 1935 - XIII, termine perentorio.

I concorrenti dovranno allegare alla domanda: *a*) il certificato degli studi universitari compiuti, con l'indicazione del risultato di tutti gli esami superati, compreso quello di laurea, e della data di conseguimento di quest'ultima; *b*) una dichiarazione sulla natura degli studi e delle ricerche a cui vogliono dedicarsi; *c*) i lavori scientifici da essi eseguiti (allegati possibilmente in 5 copie, in ogni caso non meno di 3) e corredati delle dichiarazioni dei direttori degli istituti presso i quali i lavori stessi furono eseguiti; *d*) un'esposizione contenente esatte informazioni circa la natura degli studi compiuti (curriculum vitae); *e*) tutti quegli altri titoli e documenti che ritengano utile presentare nel proprio interesse. Tutti i documenti di cui alle lettere *a*) e *d*) debbono essere redatti sulla prescritta carta bollata o, se stranieri, sottoposti al bollo straordinario. Questi ultimi debbono inoltre essere muniti della prescritta legalizzazione dell'Autorità consolare italiana del luogo dove vengono rilasciati e del Ministero italiano degli Affari Esteri. *Re.*



Vol. IV - N. 2 Aprile 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Vol. IV - N. 2 Aprile 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. IV - N. 2 Aprile 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

INHALT



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - VIA MARCONA, 50 - MILANO - 1935-XIII





VOL. IV - N. 3 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) GIUGNO 1935 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI

RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Giugno 1935 - XIII N. 3

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.**

Abbonamento annuo **L. 40** Annate arretrate (finchè disponibili)
Un numero separato » **10** I (1932) L. **30**; II (1933) L. **40**; III (1934) L. **40**

SOMMARIO

VOL. IV Giugno 1935-XIII N. 3

ALTA FREQUENZA



Applicazioni di tubi a griglia schermo.

I tubi a griglia schermo, nati e sviluppati con lo scopo precipuo di evitare gli accoppiamenti retroattivi interelettrodici negli amplificatori, si sono dimostrati suscettibili di altre applicazioni di non trascurabile importanza. Esse si basano sul concetto di utilizzare per l'appunto quella regione delle curve caratteristiche del tubo a griglia schermo, che costituisce una manchevolezza nei riguardi dello scopo primo, per cui il tubo stesso fu ideato: il tratto, cioè, a resistenza differenziale negativa delle caratteristiche I_a , V_a.

È noto infatti, che tale regione di funzionamento si può vantaggiosamente sfruttare sia nei circuiti, detti « a dinatron », usati per piccoli oscillatori di elevata stabilità, sia in alcuni dispositivi per la misura della resistenza ad alta frequenza dei circuiti oscillatori.

Una nuova possibilità di applicazione del tratto di caratteristica a resistenza negativa dei tubi a griglia schermo è segnalata in questo fascicolo dal dott. PISTOIA, il quale ne ha tratto partito per costruire, servendosi di tubi già in commercio e di costruzione normale, un relè a scatto, dotato di grande sensibilità e capace di funzionamento stabile e sicuro, che costituisce per molti riguardi un reale progresso in confronto con i tipi precedenti (1).

Emissione secondaria nei tubi elettronici.

L'emissione secondaria di elettroni da parte di elettrodi, bombardati dagli elettroni primari emessi dal catodo, ha non di rado un'influenza assai rilevante sul comportamento dei tubi elettronici, particolarmente per i grossi tubi amplificatori a più di tre elettrodi, dei quali da qualche tempo comincia a estendersi l'uso per gli apparati radiotrasmittenti.

Ha quindi notevole interesse la conoscenza delle leggi che regolano l'emissione secondaria; il che ha dato luogo, negli ultimi anni, ad una serie di studi, intesi a determinare la natura e l'entità del fenomeno interno e a ricavarne la valutazione in base a quegli effetti, che esternamente si possono rilevare. Lo studio dell'ing. PINCIROLI, che pubblichiamo, porta un ulteriore contributo

---

(1) Vedi ad esempio: A. F., 1932, I, p. 52.

in questo campo di ricerche, con la descrizione di un nuovo metodo per la determinazione delle correnti elettroniche secondarie: metodo che, pur risultando più semplice di quelli fin qui noti, si presenta come atto a fornire risultati altrettanto attendibili.

Isolamento acustico e teoria dei quadripoli.

Fin dall'inizio di questo secolo, sulla via magistralmente tracciata da Lord Rayleigh, è stato oggetto di molta attenzione lo studio teorico e sperimentale delle proprietà di isolamento acustico, presentate dai materiali che si adoperano nelle costruzioni.

Le esigenze sorte da nuove applicazioni della tecnica, quali la radio e la cinematografia sonora, insieme col desiderio e talvolta con la necessità di assicurare un certo grado di silenzio all'interno degli edifici delle città, hanno incitato e favorito questi studi. Per spiegare il meccanismo della trasmissione del suono attraverso i corpi solidi, si sono immaginati schemi semplici di propagazione, si sono formulate ipotesi, si sono eseguite ricerche sperimentali. Queste poi si sono rivolte in gran numero, sia a materiali offerti dalla natura, per ricavare leggi empiriche o semiempiriche di comportamento, sia a corpi artificiali — costituiti in modo da avvicinarsi agli schemi teorici — per ottenere conferma alle leggi assunte per la propagazione del suono ed alle deduzioni sperimentali. Si è così venuta raccogliendo, in pochi decenni, una mole non indifferente di dati, che possono riuscire molto utili al perfezionarsi delle costruzioni edili nei riguardi delle esigenze acustiche.

Se non che tali dati sono, molto spesso, difficilmente confrontabili, per essere stati ottenuti con metodi diversi od anche perchè ricavati addirittura facendo ricorso a definizioni di isolamento concettualmente discordi. Oltre a ciò, l'esame delle definizioni e dei metodi di misura dimostra, come talvolta si confondano grandezze essenzialmente diverse, e come non sempre le quantità scelte per misurare l'isolamento siano le più adatte. Di qui l'opportunità, anzi il bisogno, di chiarire e di precisare vari concetti, oltre che di normalizzare i metodi di misura: tendenza questa ormai comune a molti rami della tecnica e che, essendo tale da non portare alcuna stasi nell'affinamento della ricerca, è giusto auspicare ed incoraggiare.

Uno studio dei colleghi Sacerdote e Gigli mira appunto a stabilire un esame ed un confronto delle varie definizioni di isolamento acustico, individuando i legami esistenti fra di esse. La ricerca è stata svolta in un caso semplice di propagazione, che per altro non pare costringa entro limiti troppo ristretti la validità delle conclusioni.

Sull'esempio dei fecondi risultati ottenuti, nel campo del-

l'elettrotecnica, col ricorrere alla teoria dei trasduttori nella trattazione di numerosi casi di propagazione e nello studio del comportamento di macchine e di apparecchi, si è fatto ricorso al concetto di quadripolo anche nell'acustica. Del concetto di quadripolo acustico si è già altrove studiata l'applicazione a qualche caso particolare; qui si è voluto farne impiego per una trattazione completa, e per quanto possibile generale, della trasmissione del suono attraverso i più diversi materiali.

Il magnetron nella generazione delle microonde.

Fra i vari mezzi oggi adoperati per la produzione delle microonde, va acquistando sempre maggiore importanza il magnetron, grazie alla notevole entità della potenza oscillatoria che se ne può ricavare e grazie all'elevato rendimento, con cui essa viene generata.



Era già noto, che l'attitudine del magnetron alla produzione delle microonde si può notevolmente esaltare, inclinando il campo magnetico di un piccolo angolo, di ampiezza opportuna, rispetto alla direzione del catodo; ma non era stato finora possibile chiarire la ragione di tale circostanza. Una spiegazione soddisfacente, in buon accordo con i risultati sperimentali, viene presentata dal prof. CARRARA. Il suo nuovo articolo prende le mosse da uno studio precedente (1), che era stato dedicato ai movimenti degli elettroni nell'interno del magnetron; dai risultati allora ottenuti e dalla interpretazione che ora ne viene proposta è stato possibile trarre interessanti conclusioni circa il comportamento del magnetron come resistenza negativa.

LA REDAZIONE.

(1) A. F., 1935, IV, p. 20.

AMPLIFICATORE DI CORRENTI CONTINUE CON FUNZIONAMENTO A SCATTO RIVERSIBILE

COSIMO PISTOIA

Viene descritto uno speciale amplificatore di deboli correnti continue, che può funzionare come « relè elettronico » e che è basato sul fenomeno della discontinuità di corrente anodica, presentata, in determinate condizioni, da un tetrodo a griglia schermo. Tale amplificatore, costituito da due soli stadi, funziona in maniera semplice e stabile; nel momento dello scatto, esso può fornire un'amplificazione di corrente di oltre 10^6.

Effetto a scatto riversibile dei tetrodi a griglia schermo.

1. — Sono noti l'andamento generale delle curve statiche $I_a = f(V_a)$ (corrente anodica in funzione di tensione anodica) di un tetrodo a griglia schermo ed il caratteristico intervallo di *resistenza negativa* che esse presentano, entro il quale, ad un aumento di V_a, corrisponde una diminuzione della I_a.

Il fenomeno va attribuito ad una emissione attiva di elettroni *secondari* da parte della placca, quando questa trovasi ad un potenziale inferiore a quello della griglia schermo. Infatti una superficie metallica, che venga bombardata da elettroni dotati di velocità sufficiente, e precisamente di una velocità superiore a quella che essi assumerebbero quando la differenza di potenziale tra il loro punto di partenza e quello di arrivo fosse almeno una quindicina di volt, è suscettibile di emettere elettroni secondari. Il numero di questi può considerarsi proporzionale alla velocità v degli elettroni primari incidenti, essendo:

$$v = \sqrt{\frac{2eV}{m}}, \qquad [1]$$

dove m ed e sono rispettivamente la massa e la carica di un elettrone, e V è la differenza di potenziale esistente fra il punto di partenza e il punto di arrivo degli elettroni primari.

Poichè gli elettroni secondari posseggono deboli velocità iniziali, insufficienti a far loro vincere l'attrazione che la superficie metallica, in virtù del suo potenziale positivo, esercita su di loro, è necessaria l'esistenza di un potenziale acceleratore, il quale, aumentando la velocità di essi, permetta il definitivo allontanamento da quella. Ciò è quanto succede nei tetrodi considerati, quando la griglia schermo trovasi ad un potenziale positivo superiore a quello posseduto dalla placca. Gli elettroni secondari, emessi da quest'ul-

tima, vengono allora attirati dallo schermo, determinandosi così una corrente schermo-placca, la quale, per avere senso opposto alla normale corrente anodica, ne diminuisce in valore assoluto l'intensità. Un aumento del potenziale di placca determina, per la [1], un corrispondente aumento della velocità di urto e quindi della emissione secondaria, cui consegue, entro certi limiti, una ulteriore diminuzione della corrente anodica. Quando però il potenziale di placca raggiunge valori vicini a quello di schermo, il campo elettrico schermo-placca, acceleratore degli elettroni secondari, tende ad an-

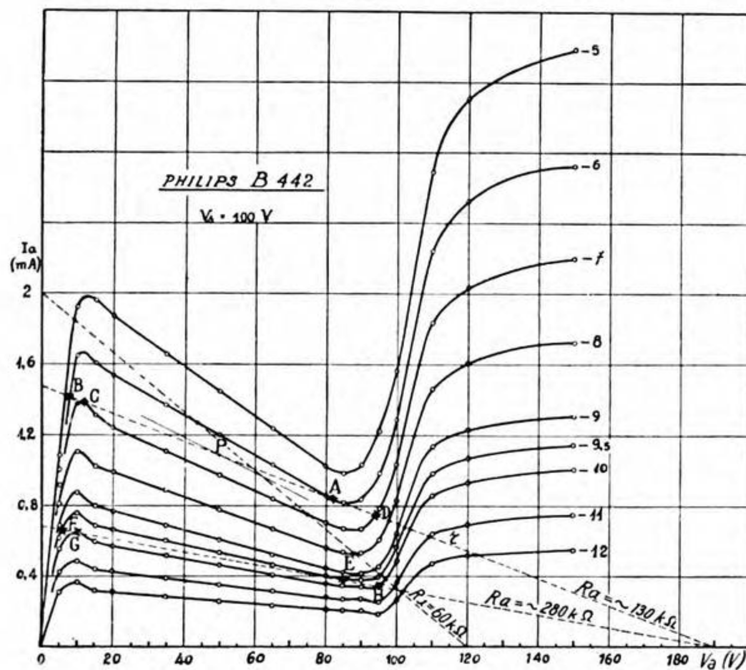


Fig. 1. — Caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ di un tetrodo a griglia schermo Philips B 442, e caratteristiche di vari circuiti anodici esterni da collegare col tetrodo, usato come amplificatore.

nullarsi; gli elettroni secondari sono attirati di nuovo dalla placca che li ha emessi, e l'effetto della emissione secondaria scompare. Per successivi aumenti del potenziale di placca si ha allora un rapido incremento del valore della corrente anodica fino a raggiungere quello di saturazione.

La fig. 1 mostra una famiglia di caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ di un tetrodo Philips B 442 a griglia schermo, per un potenziale di schermo V_s = 100 V e per vari valori del potenziale V_g della griglia di controllo. Dall'esame di tali caratteristiche, possono ricavarsi interessanti nozioni sul funzionamento del tubo, seguito da un organo amplificatore a resistenza, in relazione soprat-

tutto ad uno speciale fenomeno, proprio di tali tetrodi, e dipendente dalla instabilità di funzionamento del sistema sul tratto di caratteristica corrispondente all'intervallo di resistenza negativa.

Infatti, sempre riferendoci alla famiglia di curve della fig. 1, supponiamo di avere inserito nel circuito anodico una resistenza di 130.000 Ω ed una sorgente di f.e.m. di 190 V. Una retta, incidente sull'asse delle ascisse nel punto corrispondente a 190 V ed inclinata sull'asse stesso di un angolo eguale ad arc tg $(1/R)$ = arc ctg R, incontra l'asse delle ordinate in un punto la cui ordinata è V/R; essa retta rappresenta evidentemente la *caratteristica* dell'organo amplificatore a resistenza costituito dal circuito anodico esterno al tubo. I punti di intersezione di questa retta r con le varie curve corrispondenti ai diversi potenziali di griglia, dànno il valore della corrente anodica I_a per quella particolare tensione di griglia, fermi restando i valori degli altri elementi del circuito, e cioè tensione anodica V_a, tensione di schermo V_s e valore della resistenza utilizzatrice R. Le proiezioni di quegli stessi punti sull'asse delle ascisse e su quello delle ordinate, dànno inoltre, rispettivamente, i valori della tensione effettiva di placca e della corrente anodica, corrispondenti ad un determinato valore del potenziale di griglia.

Se si procede per polarizzazioni di griglia decrescenti (si intende in valore assoluto), i punti di intersezione con le curve da — 12 a — 7 sono tutti punti di funzionamento stabile e per ognuno di essi potremo dedurre i valori di I_a e di V_a, e tracciare le curve corrispondenti in funzione di V_g; diminuendo però ancora la polarizzazione di griglia fino a — 6 V, si nota un interessante fenomeno, consistente in uno scatto repentino e molto ampio della I_a che sale di colpo al valore dato dal punto di intersezione della retta r ancora con la curva — 6, ma nel primo tratto di questa. I punti della retta r, compresi nel tratto $A\,B$, sono dunque tutti punti *instabili* e di tale instabilità ci possiamo rendere facilmente conto.

La dimostrazione è del solito tipo che si applica ad ogni problema di stabilità o di instabilità. Consideriamo un punto qualunque P del tratto *instabile* della retta r. Esso appartiene evidentemente ad una caratteristica statica (di cui è disegnato un breve tratto in figura), che corrisponde a tensione di griglia compresa fra — 6 e — 7. Si supponga ora che, ad esempio per effetto di un momentaneo aumento di tensione della batteria, la corrente anodica subisca un lieve aumento. Si vede facilmente che, anche tornando subito dopo la tensione anodica al suo valore normale, il punto di funzionamento non può tornare in P. Infatti l'aumento di corrente porta, data la pendenza della caratteristica statica, ad una diminuzione della tensione fra placca e filamento, cioè ad un ulteriore aumento della tensione disponibile ai capi della R e quindi ad un ulteriore aumento della corrente e così via di seguito fino a che il sistema si equilibrerà su un punto analogo al punto B. In modo perfettamente simile si vede che, una volta uscito il sistema dalla condizione caratterizzata dal punto P per effetto di un'accidentale diminuzione di corrente, esso si sposta fino a stabilizzarsi in un punto analogo al punto D. Il medesimo ragionamento applicato ai punti B e D ne chiarisce subito la stabilità. Il ragionamento può

essere ripetuto per tutti i punti dell'intervallo *A B* considerato, deducendone che essi non possono esistere come punti di funzionamento stabile e rappresentano quindi condizioni non attuabili in pratica.

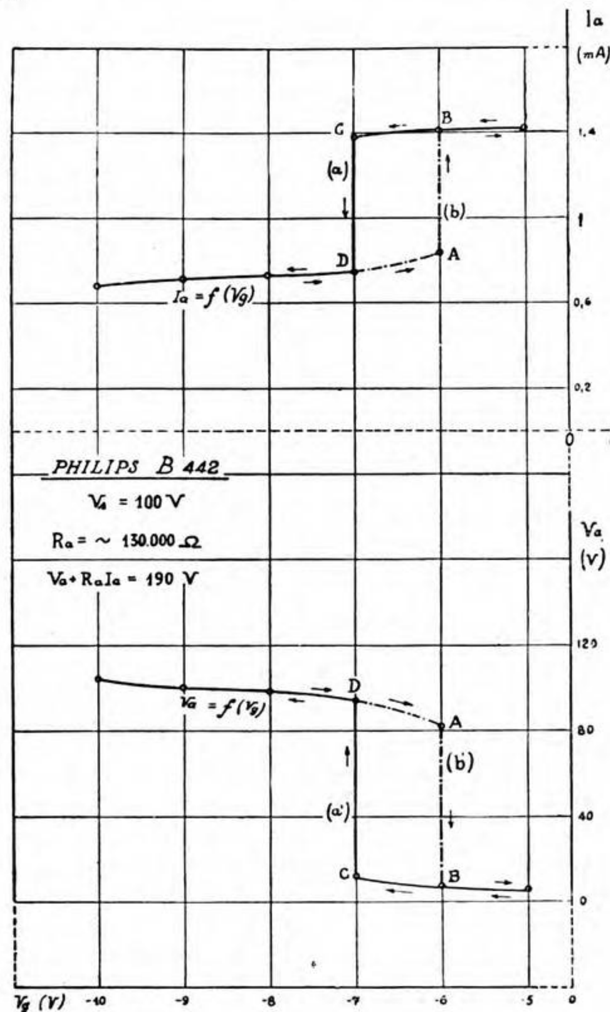


Fig. 2. — Andamento discontinuo delle caratteristiche $I_a = f(V_g)$ e $V_a = f(V_g)$, per $R_a = 130.000\ \Omega$.

Nella fig. 2, le curve *a* e *a'* rappresentano la $I_a = f(V_g)$ e la $V_a = f(V_g)$, derivate graficamente dalla fig. 1; il controllo sperimentale di tali curve, eseguito con la massima accuratezza, ha avuto

rispondenza perfetta con tale deduzione grafica, dandoci quindi piena assicurazione della bontà del metodo e dei mezzi di misura impiegati. Dall'osservazione della curva $V_a = f(V_g)$ si ha un'idea immediata dell'ampiezza non indifferente della variazione di tensione di placca, nel momento della discontinuità considerata.

Il fenomeno è naturalmente riversibile, ma non si ripete in maniera identica. Se si procede infatti in senso inverso, e cioè per polarizzazioni di griglia crescenti (in valore assoluto), si ha ancora, ad un certo punto, un brusco salto di corrente anodica, ma esso non avviene più tra i punti A e B della curva — 6, bensì invece tra i punti C e D della curva — 7 (fig. 1). Di ciò possiamo renderci facilmente conto, riferendoci alla osservazione precedente della instabilità dei punti della retta r. Le curve b e b' di fig. 2 descrivono il corrispondente andamento della I_a e della V_a.

Un tale fenomeno, presentato in modo più o meno appariscente da tutti i tubi elettronici che posseggano intervalli di resistenza negativa, e che, pure essendo sufficientemente noto [1], non possiede una speciale denominazione, può essere chiamato, con parole italiane, « effetto a scatto riversibile » dei tubi a griglia schermo.

2. — È opportuno che, riferendoci ancora alla fig. 1, facciamo alcune considerazioni sulla variazione di entità del fenomeno ora definito, in funzione di eventuali modificazioni delle costanti del circuito.

Si può intanto notare che, affinchè il fenomeno esista, è necessario che la retta rappresentante la caratteristica del circuito anodico esterno incontri alcune caratteristiche statiche del tetrodo in almeno due punti, situati da bande opposte rispetto all'intervallo di resistenza negativa. Considerando infatti, per esempio, il caso di una resistenza anodica utilizzatrice di 60.000 Ω con una tensione di placca di 120 V, si constata che la retta, rappresentante la caratteristica di tale organo amplificatore, incontra le varie caratteristiche in un sol punto, il quale soddisfa sempre alla condizione di stabilità. Invero la corrispondente curva $I_a = f(V_g)$, che si vede in fig. 3, pur mostrando un intervallo di ripida pendenza, non presenta affatto nè il carattere nè l'ampiezza dell'effetto a scatto sopra considerato.

Premessa la esposta, necessaria condizione per l'esistenza del fenomeno, è chiaro che essa sarà tanto più facilmente soddisfatta, quanto più la retta caratteristica si avvicini ad essere parallela al tratto presso che rettilineo delle curve statiche, cui corrisponde la resistenza negativa. In tali condizioni si viene anche a limitare lo scarto tra i valori di polarizzazione di griglia, cui corrisponde il piccolo intervallo, sopra considerato, di irriversibilità del fenomeno. Infatti, riferendoci sempre alla famiglia di caratteristiche della fig. 1, supponiamo di usare una resistenza anodica tale che, con la stessa tensione anodica di 190 V, possa essere rappresentata da una retta avente un andamento sensibilmente parallelo alle caratteristiche nell'intervallo di resistenza negativa. Una resistenza anodica di

(1) G. Ulbricht: H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 130.

circa 280.000 Ω, per esempio, soddisfa ad una simile condizione. In base a quanto precede è facile dedurre che in questo caso lo scatto, per polarizzazioni negative di griglia, decrescenti in valore assoluto, avviene tra i punti E ed F della curva — 9,5 e, per polarizzazioni crescenti, tra i punti G ed H della curva — 10. L'intervallo di variazione della tensione di griglia, necessario alla riversibilità del fenomeno, si è quindi ridotto a 0,5 V (fig. 4), mentre nel precedente caso era di 1 V. Basta osservare ora la famiglia di curve di fig. 1, per accorgersi come esse, nel tratto di resistenza

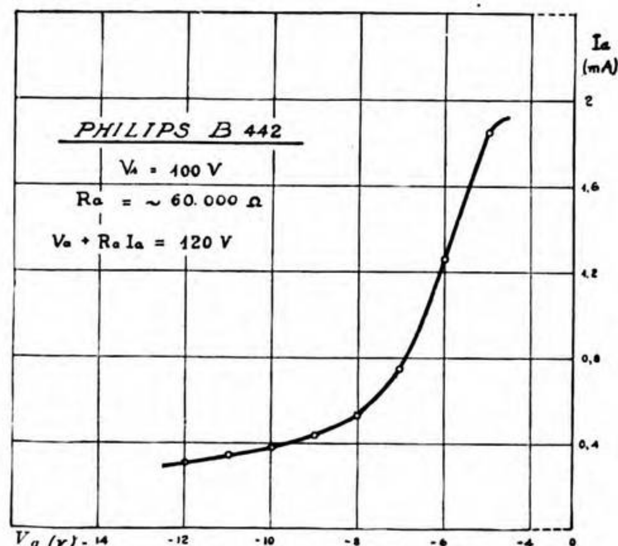


Fig. 3. — Caratteristica $I_a = f(V_g)$ per R_a = 60.000 Ω.

negativa, abbiano una spiccata tendenza a diventare parallele all'asse delle ascisse man mano che si aumenta il valore del potenziale negativo di griglia; esse variano cioè la loro pendenza e conviene quindi spostarci in regioni di maggior polarizzazione negativa di griglia, per poterci avvicinare sempre più alla riversibilità completa dello scatto considerato ed ottenere al contempo una maggiore ampiezza di esso.

Per tale scopo, sono state ricavate le curve statiche di fig. 5, che si riferiscono ancora allo stesso tetrodo ed a V_s = 100 V, e rappresentano quindi la continuazione della famiglia di fig. 1: per la necessaria chiarezza grafica, la scala delle ordinate è stata dilatata di 10 volte in rapporto a quella di fig. 1. Osservando queste nuove curve, si ha la immediata dimostrazione grafica dell'asserto precedente: aumentando cioè, gradatamente, il potenziale negativo di griglia e parallelamente il valore della resistenza anodica R di utilizzazione, viene ad aumentare anche l'ampiezza dello scatto. La fig. 6, che rappresenta le curve $V_a = f(V_g)$ per R_a = 1,15 M Ω e

R_a = 2,6 M Ω rispettivamente, con una stessa tensione anodica di 220 V, rende appunto il fatto evidente. Tale dimostrazione grafica è stata sempre volta a volta confermata dalla riprova sperimentale. Giova però osservare che, nell'aumento della R_a, si renderà oppor-

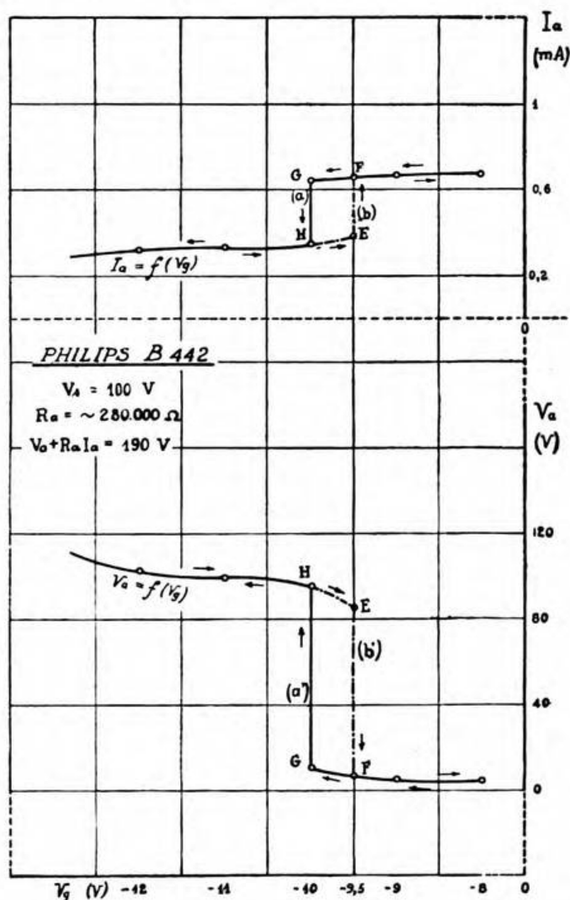


Fig. 4. — Andamento discontinuo delle caratteristiche $I_a = f(V_g)$ e $V_a = f(V_g)$ per R_a = 280.000 Ω.

tuno rimanere entro un certo limite, per non essere costretti ad elevare di troppo il valore della tensione anodica; il che si renderebbe necessario per conservare alla retta un sufficiente parallelismo con le curve statiche nel tratto utile considerato.

Quanto precede dimostra che l'effetto a scatto, per un certo valore del potenziale di schermo, sussiste per ogni determinato va-

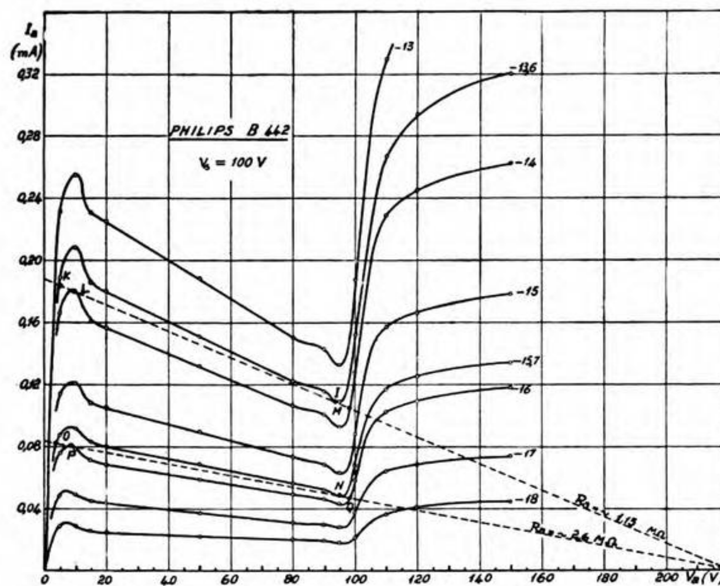


Fig. 5. — Estensione della famiglia di caratteristiche rappresentata in fig. 1.

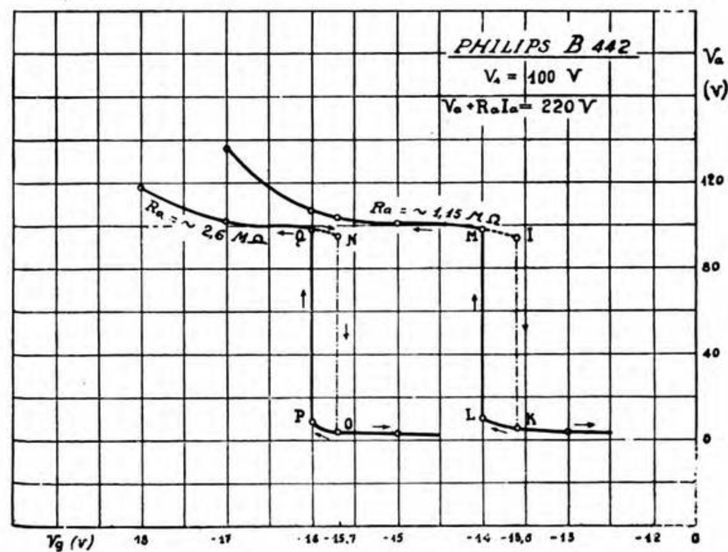


Fig. 6. — Influenza di una maggiore polarizzazione negativa della griglia controllo sull'ampiezza dell'intervallo di riversibilità.

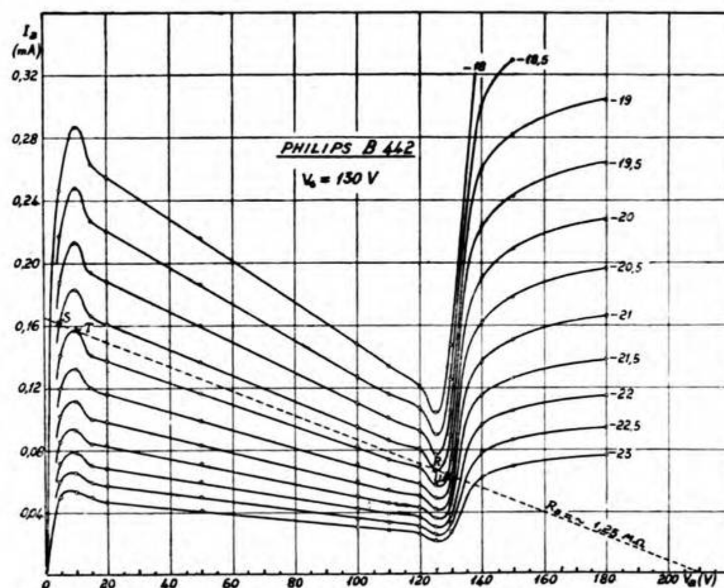


Fig. 7. — Caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ del tetrodo di fig. 1 e fig. 5, per $V_s = 130$ V.

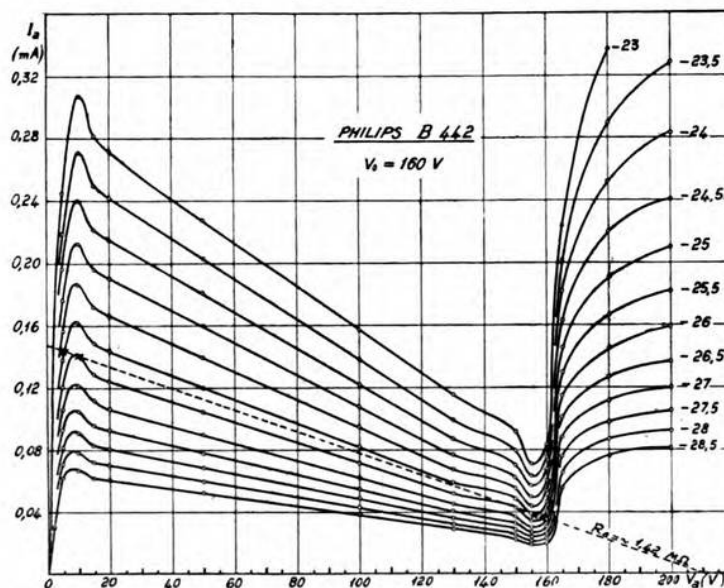


Fig. 8. — Caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ del tetrodo di fig. 1, 5 e 7, per $V_s = 160$ V.

lore V_g del potenziale di griglia, purchè si diano adeguati valori alla R_a ed alla V_a. Questi tre parametri individuano completamente

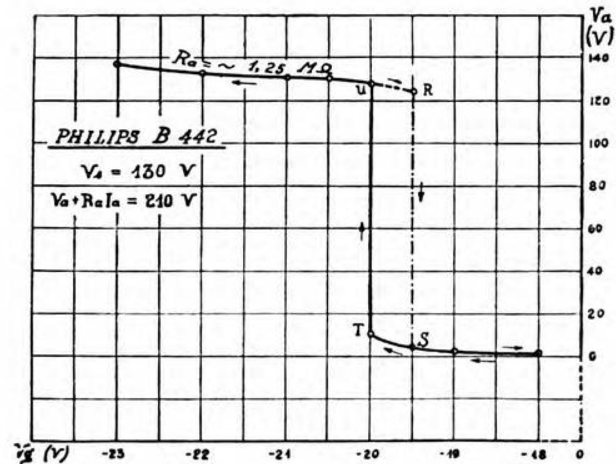


Fig. 9. — Scatto di tensione anodica nel caso di V_s = 130 V.

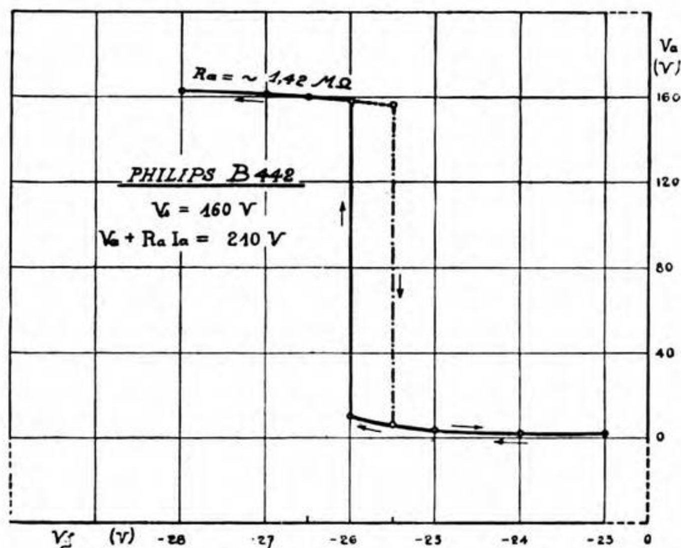


Fig. 10. — Scatto di tensione anodica nel caso di V_s = 160 V.

il fenomeno e, una volta fissatone uno, gli altri due restano senz'altro definiti e si possono dedurre graficamente dalle caratteristiche statiche.

Vediamo adesso come il valore del potenziale della griglia schermo influisca grandemente sull'ampiezza dello scatto. Osservando una qualunque delle curve statiche $I_a = f(V_a)$ che precedono, si vede che il tratto corrispondente alla resistenza negativa termina in corrispondenza di un valore di tensione di placca prossimo ai 100 V dello schermo. (Questo è naturale poichè, per le considerazioni esposte in merito all'emissione anodica secondaria, quando il potenziale della placca si avvicina molto a quello dello schermo e tende poi a superarlo, l'effetto della emissione secondaria diminuisce fortemente e poi scompare del tutto, perchè riesce sempre più difficile agli elettroni secondari di vincere, mercè la loro sola velocità iniziale, l'attrazione esercitata dalla placca stessa che li ha emessi). Aumentando allora il potenziale di schermo, deve aumentare in conseguenza l'intervallo di resistenza negativa e quindi l'ampiezza dello scatto di tensione anodica. La fig. 7 mostra una famiglia di caratteristiche statiche del solito tetrodo, con una tensione di schermo di 130 V, e la fig. 8 un'analoga famiglia con $V_s = 160$ V. Se si tracciano le corrispondenti curve $V_a = f(V_g)$ (fig. 9 e 10) risulta evidente il vantaggio ottenuto riguardo alla maggiore ampiezza dello scatto di tensione anodica.

Amplificatore di correnti continue con funzionamento a scatto reversibile.

3. — In base alle precedenti considerazioni, si può attuare uno speciale amplificatore di correnti continue, funzionante come relè: esso, infatti, si presta in modo particolare a svelare la cessazione di una qualunque condizione preesistente e quantitativamente costante, purchè traducibile in una corrente elettrica (od in una tensione).

Consideriamo, a questo proposito, lo schema di fig. 11 che mostra un tetrodo A — a griglia schermo — ed un triodo B, direttamente collegati tra loro, secondo uno schema assai conosciuto. Supponiamo che il tetrodo A sia un tubo B 442 posto in circuito in quelle stesse condizioni, alle quali si riferiscono la famiglia di caratteristiche di fig. 7 ed il conseguente diagramma di fig. 9. Avremo perciò:

$$V_a = 210 \text{ V}$$
$$V_s = 130 \text{ V}$$
$$R_a = 1{,}25 \text{ M}\Omega$$
$$V_g = -19 \text{ a } -21 \text{ V}.$$

Il triodo B può essere un qualsiasi tubo di potenza, capace di fornire una corrente anodica di qualche decina di milliampere.

Il circuito di entrata comprende una resistenza di griglia R_g (resistenza di utilizzazione) e questa viene percorsa da una debole corrente continua I_e proveniente da un certo complesso esterno Q del quale si voglia controllare il funzionamento. Tale complesso esterno Q può assumere naturalmente vari aspetti; ma in ogni caso esso deve consistere in un dispositivo tale da determinare in par-

ticolari condizioni — per cause elettriche od anche non elettriche — una variazione della corrente I_e, che percorre il circuito di entrata dell'amplificatore. A quest'ultimo è assegnato il compito di rivelare all'istante tale variazione.

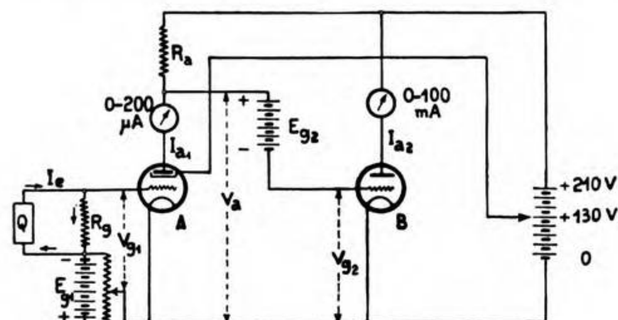


Fig. 11. — Schema elettrico generale dell'amplificatore a scatto.

Con adeguati valori di R_g, regolando opportunamente il potenziometro di polarizzazione, si può dare alla griglia del tetrodo A la voluta tensione negativa rispetto al filamento; supponiamo che per un certo valore della I_e, che noi assumeremo come valore di regime normale, sia:

$$V_{g1} = -19 \text{ V}.$$

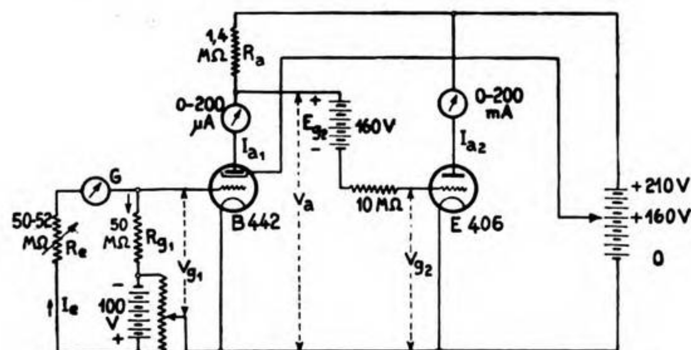


Fig. 12. — Schema dell'amplificatore usato per la misura del potere amplificatore di corrente.

Dall'osservazione delle fig. 7 e 9 si ricavano allora i seguenti valori per gli altri elementi del circuito:

$$V_a = 4 \text{ V}$$
$$I_{a1} = 160 \ \mu\text{A}.$$

In tali condizioni, per effetto della tensione in opposizione dovuta alla presenza della batteria E_{g2}, la griglia del tubo B si trova ad un potenziale negativo tale da avere:

$$I_{a2} = 0.$$

Supponiamo ora che avvenga una brusca variazione della intensità della corrente I_e, e precisamente supponiamo che essa diminuisca, d'un tratto, in maniera da portare il potenziale V_{g1} ad un valore negativo più alto in valore assoluto: per esempio, a — 21 V. In tal caso, l'osservazione dei soliti due diagrammi mostra che i valori dei vari elementi del circuito sono divenuti, di colpo, i seguenti:

$$V_a = 130 \text{ V}$$
$$V_{a1} = 62 \ \mu\text{A}.$$

Il potenziale di griglia del tubo B si trova portato allora, d'un tratto, ad un valore molto meno negativo del precedente o addirittura positivo, ottenendosi di conseguenza un repentino passaggio di corrente I_{a2} di valore assai elevato, e dipendente, naturalmente, dal tipo di tubo usato.

Il processo è, evidentemente, riversibile: non appena la corrente I_e ritorna al suo valore primitivo, si ottengono di nuovo le condizioni di regime normale, e cioè $V_{g1} = -19$ V , $V_a = 4$ V , $I_{a2} = 0$.

In fig. 12 si vede lo schema di un circuito sperimentale attuato in laboratorio, che può servire a mostrare il grande potere amplificatore di corrente del dispositivo, nell'istante dello scatto.

Il funzionamento è chiaramente indicato nel diagramma di fig. 13, in cui sono descritte graficamente le variazioni che subiscono le varie costanti del circuito, in conseguenza di una variazione di corrente all'entrata, ad un certo istante t. Si vede chiaramente, come una variazione della corrente I_e dell'ordine di $2 \cdot 10^{-8}$ A, ottenuta accrescendo il valore della R_e da 50 a 52 MΩ, determini un istantaneo salto di corrente anodica nello stadio finale, dal valore 0 a circa 100 mA.

Il potere amplificatore di corrente, nell'istante della variazione di regime all'entrata, è dato dunque da:

$$\frac{\Delta I_{a2}}{\Delta I_e} = \frac{10^{-1}}{2 \cdot 10^{-8}} = 5 \cdot 10^6.$$

Oltre ai tetrodi Philips sopra ricordati, sono stati sperimentati con successo altri tipi consimili; in particolar modo, ottimi risultati si sono ottenuti con tubi ad accensione indiretta del tipo americano RCA 36.

4. — È importante osservare che l'amplificatore descritto ha dimostrato assoluta stabilità nel tempo, rimanendo invariate per molti mesi le sue condizioni di funzionamento. Ciò sembrerebbe in contrasto col fatto che il fenomeno dell'emissione secondaria, sul quale

l'amplificatore è basato, non è quantitativamente costante nel tempo, dipendendo, in notevole misura, anche dalle condizioni superficiali degli elettrodi del tetrodo: condizioni che possono subire alterazioni non indifferenti. Tali alterazioni vanno intese nel senso, che

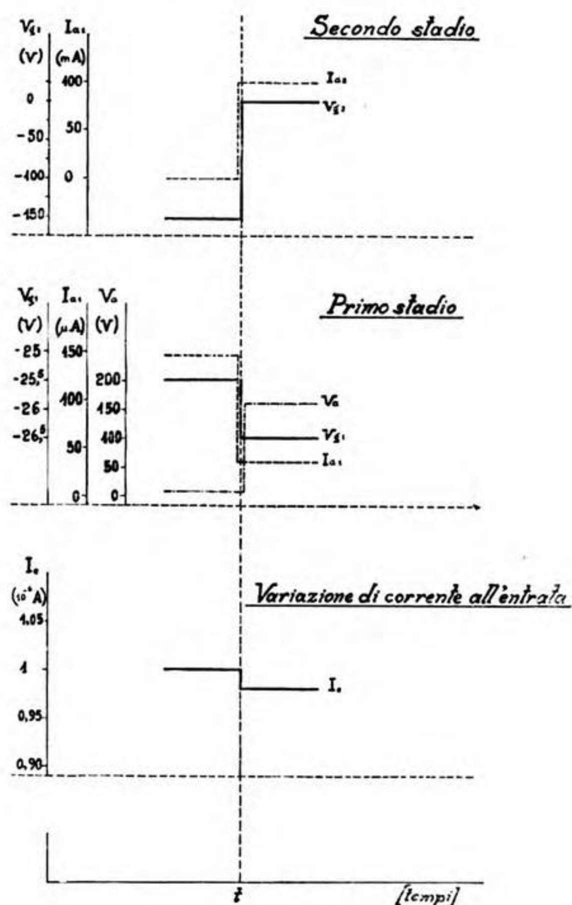
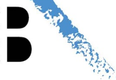


Fig. 13. — Diagramma di funzionamento dell'amplificatore di fig. 12.

l'emissione secondaria diminuisce gradatamente con l'aumentare delle ore di funzionamento, determinando nelle caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ una sempre minore pendenza del tratto di resistenza negativa, rispetto all'asse delle ascisse. Ma l'esperienza ha mostrato che questa variazione, alquanto notevole nei casi in cui il potenziale della griglia controllo sia positivo o nullo, diviene tanto più piccola, quanto più esso potenziale assume valori negativi cre-



scenti in valore assoluto, fino ad annullarsi completamente per i valori da noi considerati ed adoperati. Per essi, sia la corrente primaria sia quella secondaria sono di piccolissima intensità. In tali condizioni, per la esiguità delle masse elettroniche in movimento nell'interno del tubo, gli elettrodi di questo non sono assoggettati a bombardamento violento, e ciò spiega perchè il fenomeno della emissione secondaria permane quantitativamente costante.

Un'altra ragione della perfetta stabilità dell'amplificatore consiste nel fatto, non meno importante, che in regime normale di funzionamento vi è completa assenza di correnti di griglia ed è rigorosamente nulla la corrente anodica dello stadio di potenza.

Il potere amplificatore del complesso può essere ancora accresciuto mediante l'aggiunta di uno stadio preamplificatore che preceda lo stadio « a scatto » costituito dal tetrodo. Tale attuazione è stata sperimentata ed ha dato anch'essa ottimi risultati riguardo alla stabilità ed alla costanza di funzionamento nel tempo.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

CORRENTI ELETTRONICHE SECONDARIE NEI TUBI A PIÙ DI DUE ELETTRODI

ANDREA PINCIROLI

Si richiàmano i vari metodi finora proposti per determinare le correnti elettroniche secondarie che si manifestano nei tubi elettronici per particolari valori delle tensioni applicate agli elettrodi. Questi metodi presentano l'inconveniente di essere alquanto laboriosi. Viene proposto un nuovo metodo, più semplice dei precedenti, il quale, nonostante le ipotesi semplificative, fornisce risultati concordanti con quelli ottenuti mediante gli altri metodi.

1. - Richiami generali.

In una nota precedente (1) abbiamo ricordato come gli elettroni, urtando la superficie di un solido, vengano in parte assorbiti, in parte riflessi ed in parte ancora provochino, per effetto dell'urto contro la superficie, la fuoruscita di nuovi elettroni che sono stati denominati elettroni secondari per distinguerli dai primi, detti perciò primari.

Nella trattazione che segue indicheremo con:

E_{gc} la tensione della griglia di controllo,
I_{gc} la corrente della griglia di controllo,
E_a la tensione dell'anodo,
I_a la corrente dell'anodo,
E_{gs} la tensione della griglia schermo,
I_{gs} la corrente della griglia schermo.

Inoltre indicheremo con l'indice 1 le correnti elettroniche primarie e con l'indice 2 le correnti elettroniche secondarie.

Le sole caratteristiche che è possibile tracciare sperimentalmente sono la $I_a = f(E_a)$ e la $I_{gs} = f(E_a)$ per E_{gs} ed E_{gc} costanti, le quali possono essere raggruppate in famiglie, prendendo come parametro E_{gc} (fig. 1), oppure E_{gs} (fig. 2).

Per valori di E_{gc} minori o tutt'al più uguali a zero, si può scrivere:

$$[1] \qquad \begin{cases} I_a = I_{a1} - I_{a2} + I_{gs2} \\ I_{gs} = I_{gs1} + I_{a2} - I_{gs2}\,, \end{cases}$$

---

(1) A. Pinciroli: A. F., 1934, III, p. 5.

essendo:

I_a la corrente anodica,
I_{a1} la corrente anodica primaria,
I_{a2} la corrente anodica secondaria,
I_{gs} la corrente della griglia schermo,
I_{gs1} la corrente primaria della griglia schermo,
I_{gs2} la corrente secondaria della griglia schermo.

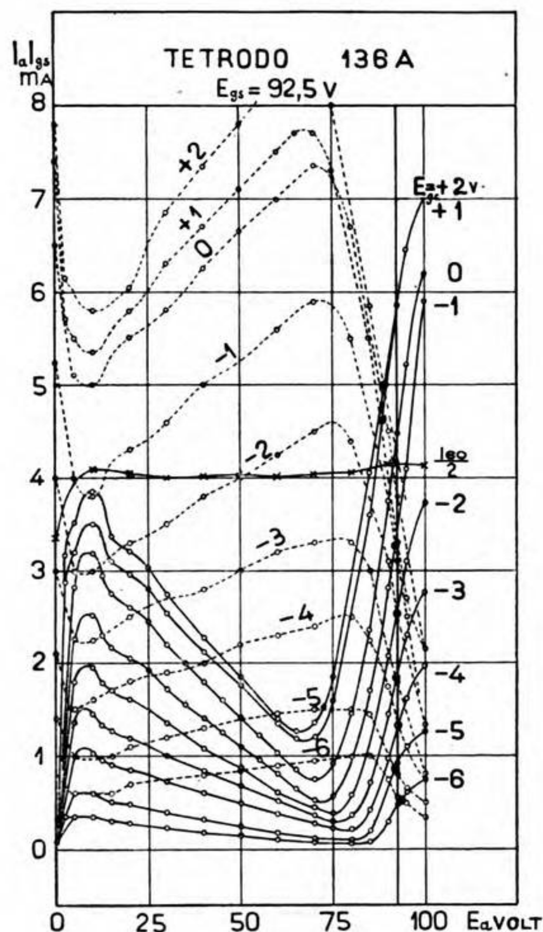


Fig. 1. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ e $I_{gs} = f(E_a)$ di un tetrodo Arcturus tipo 136 A, per $E_{gs} = 92{,}5$ volt e per diversi valori di E_{gc}.

Si comprende che, quando E_a diviene maggiore di E_{gs}, I_{a2} decresce rapidamente fino a zero (gli elettroni secondari emessi dal-

l'anodo vengono riassorbiti da esso stesso); quando invece $E_{gs} > E_a$, I_{gs2} diventa trascurabile. Si può quindi scrivere, per $E_a > E_{gs}$:

$$[2] \qquad \begin{cases} I_a = I_{a1} + I_{gs2} \\ I_{gs} = I_{gs1} - I_{gs2} \ ; \end{cases}$$

per $E_{gs} > E_a$:

$$[3] \qquad \begin{cases} I_a = I_{a1} - I_{a2} \\ I_{gs} = I_{gs1} + I_{a2} \ . \end{cases}$$

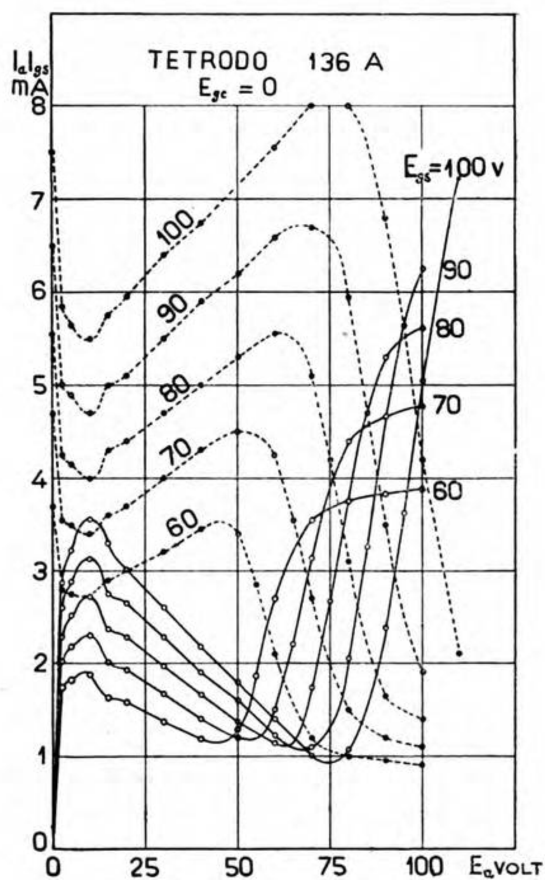


Fig. 2. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ e $I_{gs} = f(E_a)$ di un tetrodo Arcturus tipo 136 A, per $E_{gc} = 0$ e per diversi valori di E_{gs}.

2. - Metodo classico per la determinazione delle correnti elettroniche primarie e secondarie.

La trattazione classica per la determinazione delle correnti primarie e secondarie assume come elemento di partenza il rapporto:

$$\alpha_1 = \frac{I_a}{I_a + I_{gs}} \; .$$

Assegnando più valori ad E_a, mantenendo costante il rapporto E_{gs}/E_{gc}, si giunge alla determinazione di una famiglia di curve:

$$[4] \quad \alpha_1 = \frac{I_a}{I_a + I_{gs}} = f\left(\frac{E_a}{E_{gs}}\right), \text{ per } \frac{E_{gs}}{E_{gc}} = \text{cost.}, \; E_{gs} \text{ parametro,}$$

le quali hanno l'andamento riprodotto in fig. 3 ([2]).

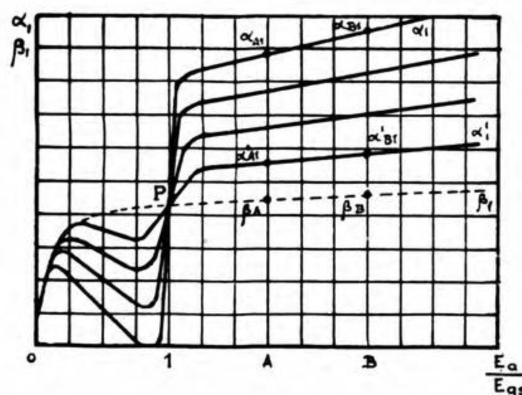


Fig. 3. — Andamento di una famiglia di caratteristiche $\alpha_1 = f\,(E_a/E_{gs})$ per E_{gs}/E_{gc} = cost., e della corrispondente curva β_1.

Poichè il rapporto E_{gs}/E_{gc} è uguale per tutte le curve, ritenendo trascurabili la velocità di fuoruscita degli elettroni dal filamento e gli effetti prodotti dalla carica spaziale, per un dato valore di E_a/E_{gs}, la configurazione del campo elettrico, e pertanto anche la direzione degli elettroni che escono dal filamento, risultano le stesse e quindi il rapporto:

$$\frac{I_a}{I_{a} + I_{gs}}$$

è, per un dato valore di E_a/E_{gs}, uguale per tutte le curve α_1. Per

([2]) Le fig. 3 e 4 sono state dedotte dal lavoro di C. J. de Lussanet de la Sablonière citato appresso ([3]).

le relazioni [1] questo rapporto è uguale a:

$$\frac{I_{a1}}{I_a + I_{gs}}$$

e pertanto possiamo affermare che, con le ipotesi fatte, la funzione:

[5] $$\beta_1 = \frac{I_{a'}}{I_a + I_{gs}} = f\left(\frac{E_a}{E_{gs}}\right) \quad \text{per} \quad \frac{E_{gs}}{E_{gc}} = \text{cost.}$$

è uguale per tutte le curve α_1.

Osserviamo ora che, quanto più piccolo è il valore del parametro E_{gs}, tanto minori risultano le correnti secondarie di fronte alle primarie; al limite, per $E_{gs} = 0$, si ha $I_{a1} = I_a$ e pertanto la relazione [5] si trasforma nella [4]. Il metodo più semplice per la determinazione della $\beta_1 = f\ (E_a/E_{gs})$ dalla famiglia di curve α_1, tracciate sperimentalmente, consiste nel determinare, per ciascun valore della E_a/E_{gs}, la funzione $\alpha_1 = f\ (E_{gs})$ ed estrapolare fino ad $E_{gs} = 0$; in tal modo per punti si costruisce la curva β_1. Per $E_a/E_{gs} = 1$, $I_{gs2} = I_{a2} = 0$ e pertanto si ha un punto comune delle α_1 e della β_1, indicato con P nella fig. 3.

Dalle relazioni scritte è possibile ricavarne una assai importante, che definisce il numero di elettroni secondari liberati da un elettrone primario. Questa relazione, per la griglia schermo, per un certo valore del rapporto E_a/E_{gs}, risulta:

$$\gamma_{gs} = \frac{I_{gs2}}{I_{gs1}},$$

e, per le relazioni [2], [4], [5]:

[6] $$\gamma_{gs} = \frac{\alpha_1 - \beta_1}{1 - \beta_1}.$$

In base alle limitazioni che abbiamo imposte nello scrivere la relazione [2], deduciamo che la relazione [6] è valevole solo per $E_a > E_{gs}$, mentre che per $E_a < E_{gs}$ è $\gamma_{gs} = 0$.

Per ottenere la analoga relazione $\gamma_a = I_{a2}/I_{a1}$, ossia il numero di elettroni secondari estratti dall'anodo per elettrone principale e per un certo valore del rapporto E_{gs}/E_a, occorre anzitutto tracciare, in modo perfettamente analogo a quanto si è fatto per le curve α_1 e β_1, le curve α_2 e β_2:

[7] $$\alpha_2 = \frac{I_{gs}}{I_a + I_{gs}} = f\left(\frac{E_{gs}}{E_a}\right), \quad \text{per} \quad \frac{E_{gs}}{E_{gc}} = \text{cost.}, \quad E_a \text{ parametro,}$$

[8] $$\beta_2 = \frac{I_{gs'}}{I_a + I_{gs}} = f\left(\frac{E_{gs}}{E_a}\right), \quad \text{per} \quad \frac{E_{gs}}{E_{gc}} = \text{cost.}$$

Il numero di elettroni secondari liberati dall'anodo da un elet-

trone primario, per un determinato valore del rapporto E_{gs}/E_a, risulta:

[9] $$\gamma_a = \frac{I_{a2}}{I_{a1}} ,$$

e, per le relazioni [3], [7], [8]:

[10] $$\gamma_a = \frac{\alpha_2 - \beta_2}{1 - \beta_2} .$$

Naturalmente le misure intese a rilevare dette grandezze, specie quando si operi con una tensione di griglia schermo molto piccola, risultano in condizioni assai critiche ed occorrerebbe tenere conto dei potenziali di contatto e delle velocità iniziali degli elettroni. Le relazioni [6] e [10] permettono di tracciare le funzioni $\gamma_{gs} = f\,(E_a/E_{gs})$ e $\gamma_a = f\,(E_{gs}/E_a)$; risolvono quindi completamente il problema della determinazione delle correnti secondarie. Si comprende tuttavia come il metodo sia molto laborioso e come, per quanto abbiamo sopra detto, le misure siano difficili.

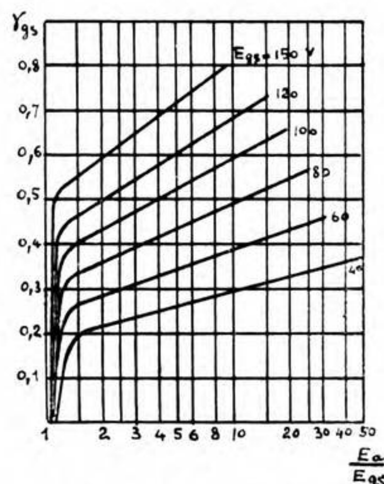


Fig. 4. — Famiglia di caratteristiche $\gamma_{gs} = f\,(E_a/E_{gs})$ per E_{gs}/E_{gc} = cost. e per diversi valori di E_{gs}.

3. - Metodo proposto dal de Lussanet de la Sablonière per la determinazione delle correnti elettroniche primarie e secondarie.

Ad ovviare agli errori e alle incertezze del metodo esposto, C. J. de Lussanet de la Sablonière (3) recentemente ha proposto il metodo che qui illustriamo.

(3) C. J. de Lussanet de la Sablonière: H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 195.

Si definisce γ_{gs} come prodotto di due fattori, $\gamma_{gs} = \delta_1 \epsilon_1$, dove ϵ_1 rappresenta il numero di elettroni secondari liberati dalla griglia schermo per ogni elettrone primario, e δ_1 la percentuale di essi che realmente raggiunge l'anodo (una parte viene riassorbita dalla griglia schermo). Analogamente per l'anodo si definisce la relazione $\gamma_a = \delta_2 \epsilon_2$. Per un dato valore del rapporto E_a/E_{gs} , δ_1 e δ_2 hanno un valore costante, poichè rimane identica la configurazione del campo elettrico; quindi δ_1 e δ_2, per ogni valore di E_a/E_{gs}, hanno valore costante per le varie curve; invece ϵ_1 ed ϵ_2 sono costanti lungo ciascuna curva, non variando E_{gs} ed E_{gc}. Si ha quindi, per due valori A e B di E_a/E_{gs} (fig. 3), per due curve α_1 ed α'_1 e per la β_1 che compete alla famiglia di curve α_1, la possibilità di stabilire il seguente sistema di equazioni:

$$[11] \quad \left\{ \begin{aligned} \gamma_{gsA} &= \frac{\alpha_A - \beta_A}{1 - \beta_A} = \delta_A \varepsilon \\ \gamma'_{gsA} &= \frac{\alpha'_A - \beta_A}{1 - \beta_A} = \delta_A \varepsilon' \\ \gamma_{gsB} &= \frac{\alpha_B - \beta_B}{1 - \beta_B} = \delta_B \varepsilon \\ \gamma'_{gsB} &= \frac{\alpha'_B - \beta_B}{1 - \beta_B} = \delta_B \varepsilon'. \end{aligned} \right.$$

Da queste si deduce:

$$\frac{\gamma_{gsA}}{\gamma'_{gsA}} = \frac{\gamma_{gsB}}{\gamma'_{gsB}} ,$$

oppure:

$$\frac{\alpha_A - \beta_A}{\alpha'_A - \beta_A} = \frac{\alpha_B - \beta_B}{\alpha'_B - \beta_B} .$$

Noto così un solo punto della curva β_1, si possono teoricamente prevedere gli altri punti che, con buona approssimazione, corrispondono a quelli effettivi. Con ciò si evita la necessità di misure con basse tensioni di griglia schermo, ovviando così agli inconvenienti lamentati nel metodo precedente, e ci si limita ad esperimentare per un valore del rapporto E_a/E_{gs} ritenuto più opportuno.

4. - Nuovo metodo proposto per la determinazione delle correnti primarie e secondarie.

Tutti i risultati ottenuti dal de Lussanet de la Sablonière e quelli ricavati nel corso del presente studio concordano nel confermare che le curve $\gamma_{gs} = f(E_a/E_{gs})$ e $\gamma_a = f(E_{gs}/E_a)$ hanno un andamento come quello riprodotto nelle fig. 4 e 5. Ciò stabilisce che γ_{gs} è uguale

a zero fino a che E_a non diviene un poco maggiore di E_{gs}, e che γ_a è uguale a zero fino a che E_{gs} non assume un valore prossimo ad E_a. Qualitativamente il fenomeno, nell'intorno del punto $E_a = E_{gs}$, ha l'andamento rappresentato in fig. 6; i punti P e Q sono assai prossimi o coincidenti.

Passiamo ora a considerare il caso in cui E_a vari tra zero e due o tre volte E_{gs}. Semplici considerazioni fisiche ci inducono a

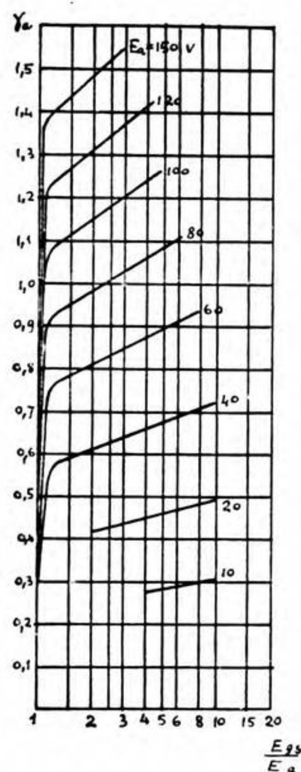


Fig. 5. — Famiglia di caratteristiche $\gamma_a = f(E_{gs}/E_a)$ per E_{gs}/E_{gc} = cost. e per diversi valori di E_a.

ritenere che, facendo variare E_a tra un valore uguale a E_{gs} e zero, il rapporto $I_{a2}/I_{a1} = \gamma_a$, dopo avere raggiunto un massimo, decresca. Infatti, tenendo presente che la velocità degli elettroni principali, per E_{gs} = cost., è crescente con la tensione E_a applicata all'anodo ed inoltre che, perchè si manifesti il fenomeno della emissione secondaria, bisogna che gli elettroni principali, che raggiungono l'anodo, posseggano una certa velocità (si ha l'emissione secondaria quando l'energia cinetica degli elettroni principali è maggiore o

tutt'al più uguale alla energia di estrazione degli elettroni dal metallo), si comprende come, assegnando ad E_a valori sempre più piccoli, γ_a tenda a zero.

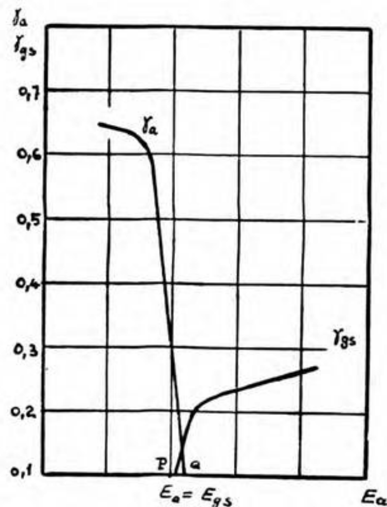


Fig. 6. — Andamento delle curve $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ nell'intorno $E_a = E_{gs}$, per E_{gs} ed E_{ge} costanti.

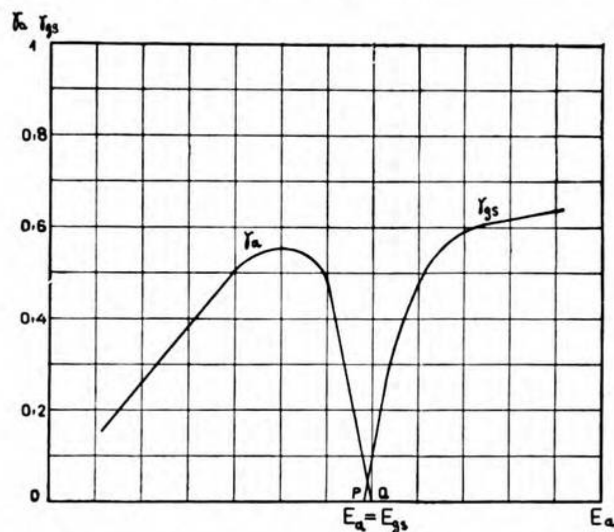


Fig. 7. — Andamento delle curve $\gamma_a = f(E_a)$, $\gamma_{gs} = f(E_a)$, per E_{gs} ed E_{ge} costanti.

Si può prevedere d'altra parte che, facendo variare E_a tra un valore uguale ad E_{gs} ed un valore due o tre volte E_{gs}, il rapporto $I_{gs2}/I_{gs1} = \gamma_{gs}$ dapprima cresca rapidamente e poi lentamente. Infatti l'emissione secondaria della griglia schermo è prevalentemente governata dalla tensione ad essa applicata, dalla quale dipende la velocità degli elettroni principali che raggiungono la griglia stessa; allorquando la tensione di placca assume un valore anche di poco superiore alla tensione di griglia schermo, tutti gli elettroni secon-

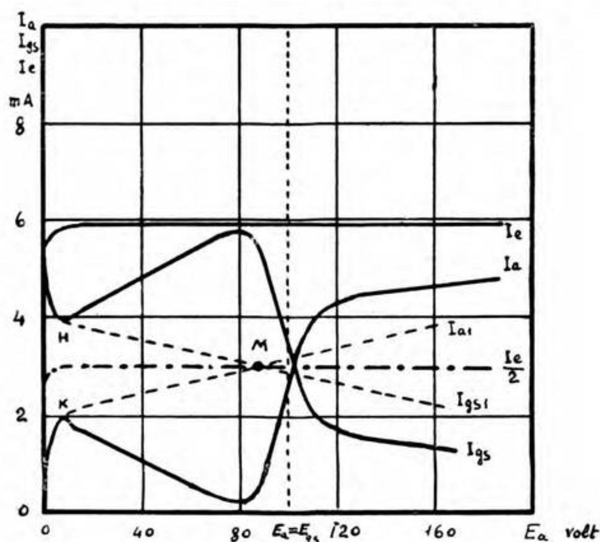


Fig. 8. — Caratteristiche $I_a = f(E_a)$, $I_{gs} = f(E_a)$, $I_{a1} = f(E_a)$, $I_e = f(E_a)$, $I_{gs1} = f(E_a)$, per E_{gs} = cost. ed E_{gc} = cost.

dari vengono attratti dall'anodo. L'ulteriore aumento della tensione anodica porta un modesto incremento dell'accelerazione degli elettroni che giungono alla griglia schermo, causa l'azione schermante di questa, e quindi piccoli aumenti dell'emissione secondaria.

In base alle considerazioni svolte si è portati a ritenere che le funzioni $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ presentino l'andamento riprodotto in fig. 7. Ciò posto, risulta che, se ci si limita a considerare la regione $E_a \leqslant E_{gs}$ (ed anche per una breve regione a destra di questa), si può ritenere $\gamma_{gs} = 0$. Anzichè quattro incognite, nelle equazioni [1] stabilite in precedenza:

$$I_a = I_{a1} + I_{gs2} - I_{a2}$$

$$I_{gs} = I_{gs1} + I_{a2} - I_{gs2} ,$$

se ne hanno quindi tre sole.

Per $E_a \leqslant E_{gs}$ ponendo $\gamma_{gs} = 0$, cioè anche $I_{gs2} = 0$ (infatti

$\gamma_{gs} = I_{gs2}/I_{gs1}$), si ha:

$$[12] \qquad \begin{cases} I_a = I_{a1} - I_{a2} \\ I_{gs} = I_{gs1} + I_{a2} \, ; \end{cases}$$

queste non sono altro che le relazioni [3] stabilite in precedenza, con la sola differenza che la regione di validità risulta $E_a \leqslant E_{gs}$, in luogo di $E_a < E_{gs}$.

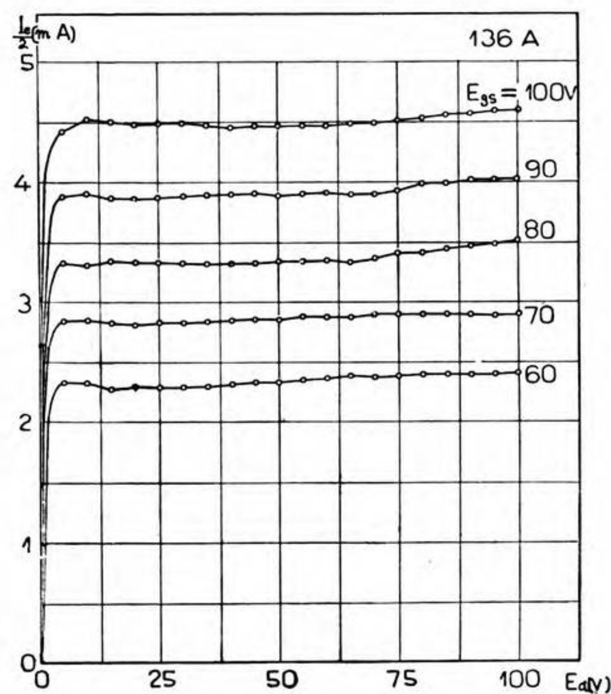


Fig. 9. — Famiglia di caratteristiche $I_e/2 = f(E_a)$ di un tetrodo Arcturus tipo 136 A, per diversi valori di E_{gs} e per E_{gc} = cost.

J. Herweg e G. Ulbricht ([4]) hanno dimostrato che, là dove le caratteristiche $I_a = f(E_a)$ ed $I_{gs} = f(E_a)$ con pendenza negativa presentano un andamento rettilineo, anche quelle delle relative correnti primarie $I_{a1} = f(E_a)$ ed $I_{gs1} = f(E_a)$ hanno un andamento rettilineo. Inoltre H. Lange ([5]) ha constatato che il punto di incontro delle caratteristiche primarie $I_{a1} = f(E_a)$, $I_{gs1} = f(E_a)$ con

([4]) J. Herweg e G. Ulbricht: H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 189.

([5]) H. Lange: Z. S. f. H. F. Techn., 1928, XXXI, p. 105.

quelle reali $I_a = f(E_a)$, $I_{gs} = f(E_a)$ (fig. 8) corrisponde ad un valore di E_a lievemente superiore ad E_{gs}; di conseguenza il punto di incontro della $I_{a1} = f(E_a)$ e della $I_{gs1} = f(E_a)$ si verifica per un valore di E_a un poco minore di E_{gs}.

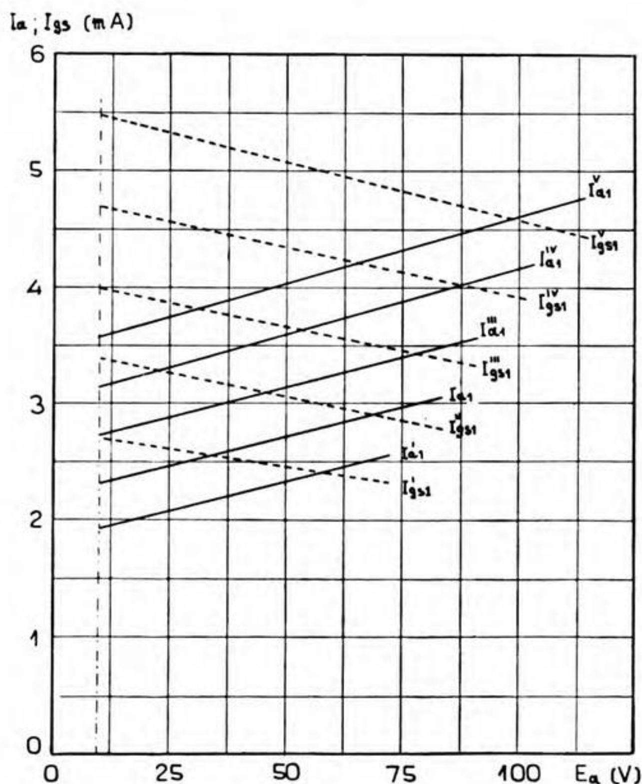


Fig. 10. — Famiglia di caratteristiche $I_{a1} = f(E_a)$ e $I_{gs1} = f(E_a)$ di un tubo Arcturus 136 A, per diversi valori di E_{gs} e per E_{gc} = cost.

Se per semplicità, senza d'altronde commettere un grave errore, supponiamo che le caratteristiche primarie si incontrino nel punto in cui $E_{gs} = E_a$ e che inoltre in detto punto I_{a1} sia uguale ad I_{gs1}, il valore dell'ordinata che corrisponde alla intersezione delle due curve risulta uguale a $I_e/2$ (infatti $I_e = I_a + I_{gs} = I_{a1} + I_{gs1}$) e abbiamo pertanto gli elementi sufficienti per tracciare le caratteristiche $I_{a1} = f(E_a)$ ed $I_{gs1} = f(E_a)$.

Conosciamo infatti i punti H e K (fig. 8) dove le caratteristiche bruscamente si inflettono per effetto del manifestarsi delle correnti elettroniche secondarie, e che pertanto appartengono alle caratteristiche $I_{a1} = f(E_a)$ e $I_{gs1} = f(E_a)$, conosciamo il punto di interse-

zione delle caratteristiche stesse ed infine sappiamo che esse presentano un andamento rettilineo.

Tracciate in tal modo le caratteristiche $I_{a1} = f(E_a)$ ed $I_{gs1} = f(E_a)$, mediante una delle relazioni [12] si può determinare la I_{a2} e ricavare quindi la γ_a. Per la regione $E_a > E_{gs}$, con procedimento analogo, si può ricavare γ_{gs} punto per punto.

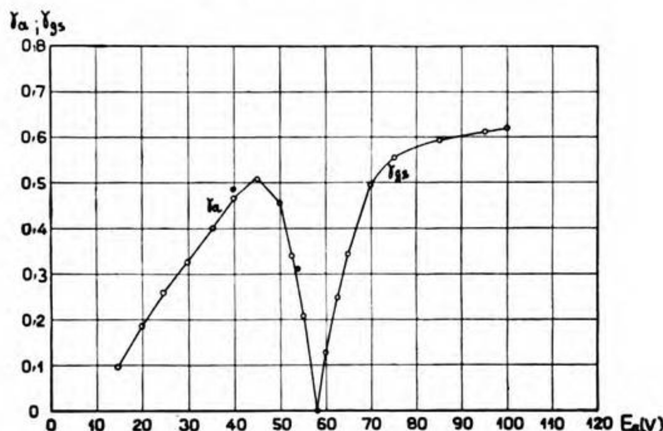


Fig. 11. — Caratteristiche $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ di un tubo Arcturus 136 A, per $E_{gs} = 60$ volt e per E_{gc} = cost., dedotte col metodo proposto per la determinazione delle correnti secondarie. I punti segnati con un circoletto pieno sono stati determinati col metodo di de Lussanet de la Sablonière.

5. - Verifica sperimentale del metodo proposto.

Allo scopo di confrontare i risultati dedotti dall'applicazione del metodo proposto con quelli forniti dal metodo del de Lussanet de la Sablonière, si è studiata la distribuzione delle correnti primarie e secondarie in un tubo Arcturus tipo 136 A.

Rilevate molto accuratamente le caratteristiche $I_a = f(E_a)$, $I_{gs} = f(E_a)$ ed $I_e = f(E_a)$ per diversi valori di E_{gs} (fig. 1 e 9), e tracciate in base alle ipotesi fatte le $I_{gs1} = f(E_a)$, $I_{a1} = f(E_a)$ (fig. 10), in un primo tempo ci si è limitati a studiare l'andamento delle funzioni $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ per $E_{gs} = 60$ volt. I risultati ottenuti sono riportati in fig. 11; è interessante osservare che l'andamento di γ_a e di γ_{gs} è molto simile a quello dedotto in base alle considerazioni di carattere fisico stabilite in precedenza (fig. 7).

Si è poi determinata γ_a, per $E_{gs} = 60$ volt, col metodo di de Lussanet de la Sablonière; a questo scopo si sono tracciate la famiglia di caratteristiche $\alpha_2 = f(E_{gs}/E_a)$ e la curva corrispondente $\beta_2 = f(E_{gs}/E_a)$ per E_{gs}/E_{gc} = cost. e per diversi valori di E_a, riprodotte in fig. 12. I valori ottenuti sono stati segnati con circoletti pieni sullo stesso grafico riprodotto in fig. 11: la differenza tra i valori ottenuti con l'applicazione dei due metodi si può dunque ri-

tenere piccola, tenuto anche presente che il tracciamento delle curve α_2 non è esente da errori sperimentali e che per tracciare la curva β_2 bisogna determinarne almeno un punto per estrapolazione.

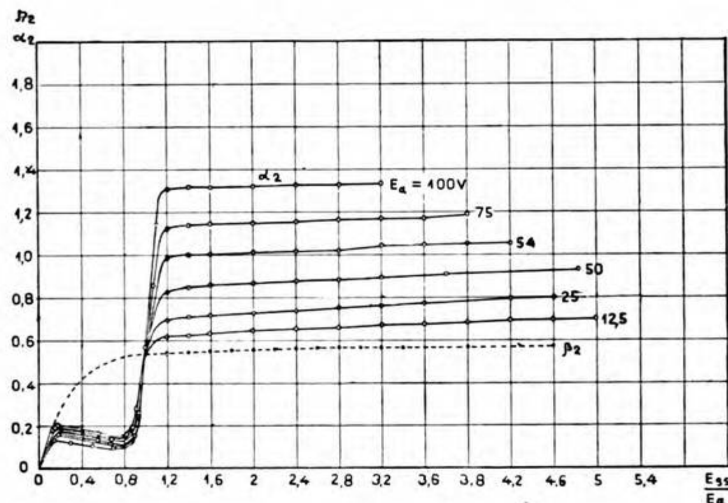


Fig. 12. — Famiglia di caratteristiche $\alpha_2 = f(E_{gs}/E_a)$ e corrispondente curva $\beta_2 = f(E_{gs}/E_a)$ di un tubo Arcturus 136 A, per diversi valori di E_a e per E_{gc} = cost.

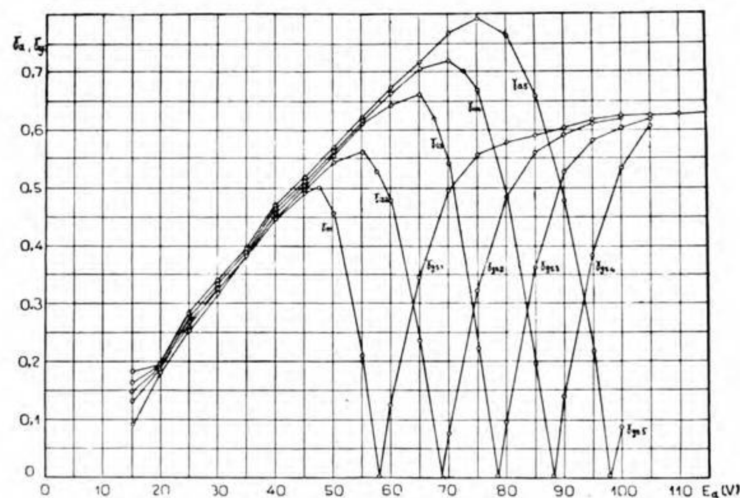


Fig. 13. — Famiglia di caratteristiche $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ per diversi valori di E_{gs} e per E_{gc} = cost. Gli indici 1, 2, 3, 4, 5 si riferiscono a tensioni di griglia schermo rispettivamente di 60, 70, 80, 90, 100 volt.

I risultati ottenuti hanno indotto a tracciare le curve $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ per diversi valori di E_{gs}, riportate in fig. 13. L'esame di queste curve permette di stabilire che la emissione di elettroni secondari da parte della placca è, per un valore di $E_a < 0{,}8\ E_{gs}$, poco influenzata dal valore della tensione assegnata alla griglia schermo; si osserva infatti che per $E_a = 40$ volt, nel passare da $E_{gs} = 60$ volt ad $E_{gs} = 100$ volt, il rapporto I_{a2}/I_{a1} assume rispettivamente i valori 0,446 e 0,52. Questo fatto si può interpretare in due modi distinti: si può anzitutto pensare che la velocità degli elettroni principali, che raggiungono l'anodo, aumenti poco al crescere della tensione di griglia schermo, nel qual caso I_{a2} subisce soltanto un piccolo aumento; oppure si può pensare che la velocità degli elettroni principali, che raggiungono l'anodo, aumenti con la tensione di griglia schermo, ma che il corrispondente aumento degli elettroni secondari sia tale da far variare solo di una quantità molto piccola il rapporto I_{a2}/I_{a1}. Sembra però più attendibile la prima ipotesi.

Per quanto concerne l'andamento delle curve $\gamma_{gs} = f(E_a)$, considerate singolarmente, si nota che al crescere di E_a, a partire da un valore uguale ad E_{gs}, γ_{gs} dapprima cresce molto rapidamente e poi assume un valore pressochè costante. Come già abbiamo avuto occasione di dire, questo fatto si può interpretare pensando che la velocità degli elettroni principali, che raggiungono la griglia schermo, vari poco al crescere della tensione applicata all'anodo.

Se ora consideriamo nel suo complesso la famiglia di caratteristiche $\gamma_{gs} = f(E_a)$, si può osservare che il valore di γ_{gs}, per $E_a > 2\ E_{gs}$, risulta indipendente dal valore di E_{gs}; questo fatto si può interpretare ammettendo che l'aumento di I_{gs2}, per effetto della maggiore velocità posseduta dagli elettroni principali che raggiungono la griglia schermo, sia esattamente proporzionale all'aumento del numero degli elettroni principali che effettivamente raggiungono la griglia schermo.

L'esame dell'andamento delle curve $\gamma_a = f(E_a)$ e $\gamma_{gs} = f(E_a)$ ci ha portati a fare alcune considerazioni sulla distribuzione delle velocità degli elettroni all'interno di un tubo elettronico; ci auguriamo che l'applicazione del metodo proposto, particolarmente in considerazione della sua semplicità, possa essere utile per procedere oltre nello studio dei complessi fenomeni che si manifestano nei tubi elettronici allorquando sono presenti elettroni secondari.

L'ISOLAMENTO ACUSTICO STUDIATO CON IL METODO DEI QUADRIPOLI

GINO SACERDOTE e ANTONIO GIGLI

PARTE PRIMA

Si esaminano e si confrontano fra di loro definizioni di isolamento acustico, in un caso particolarmente semplice di propagazione, facendo ricorso al concetto di quadripolo acustico. Vengono brevemente ricordati i principali metodi di misura dell'isolamento acustico e dei parametri caratteristici del quadripolo. Si mettono in relazione fra loro le proprietà isolanti di un materiale, determinate per via oggettiva e per via soggettiva. Infine vengono esposte alcune relazioni fra le proprietà di isolamento e quelle di assorbimento di un dato materiale.

Generalità.

1. — L'isolamento acustico è stato oggetto di numerosi studi e ricerche fino dal primo sorgere di una acustica architettonica. Prendendo a trattare di isolamento acustico ci si prefigge lo studio dei rapporti fra l'energia sonora in un dato ambiente e l'energia sonora in un ambiente esterno rispetto al primo. Successivamente si ricercano i mezzi atti ad eliminare od almeno ad attenuare la trasmissione di energia sonora da un ambiente all'altro.

Questo studio può essere affrontato da due distinti punti di vista. Praticamente interessa porsi in grado di giudicare quale sia la sensazione che si percepisce, entro un ambiente chiuso, per effetto di un suono o rumore prodotto al di fuori. Per conseguire questo scopo sono stati sviluppati numerosi metodi di misura, con i quali si perviene alla determinazione di un numero, che si assume come indice del grado di isolamento dell'ambiente.

Uno studio più profondo, di natura teorica e sperimentale, tende invece a fissare le proprietà dei materiali nei riguardi della loro attitudine a trasmettere i suoni, ed a ricavarne elementi utili ad una previsione dell'isolamento e criteri di guida per la costruzione di strutture adatte al conseguimento di determinati scopi acustici.

Gli studi, sia teorici sia sperimentali, sono stati svolti con metodi spesso assai diversi, per modo che del potere isolante dei materiali sono state proposte diverse definizioni. Si è ritenuto opportuno di esaminare quale di esse possa precisare nel miglior modo ciò che si vuole intendere per isolamento di un materiale, e di fissare altresì il procedimento da seguire per applicare nella misura la definizione prescelta.

Anche qui, come spesso altrove, conviene ricorrere all'esame di casi semplici e schematizzati; in particolare la trattazione si può

condurre agevolmente ricorrendo al concetto di quadripolo acustico. Le proprietà di un materiale possono infatti, per questa via, essere fissate in modo univoco, analogamente a quanto avviene per le caratteristiche di un quadripolo elettrico; esse vengono ricavate dalla conoscenza di tre parametri (in molti casi riducibili a due), che precisano completamente le proprietà acustiche del materiale in esame.

L'uso del concetto di quadripolo acustico è assai vantaggioso per uno studio, quale è quello svolto nel corso di queste note e che vorremmo dire teorico, con il quale si risale alla conoscenza delle proprietà acustiche di un materiale per mezzo di ipotesi sulla sua costituzione interna. Ma non minore giovamento trae da questo concetto la ricerca sperimentale, poichè, ponendosi in condizioni di esperienza come quelle che saranno precisate in seguito, alcune prove, relativamente semplici, analoghe alle prove a vuoto ed in corto circuito di uso normale nello studio dei circuiti elettrici, permettono di pervenire alla conoscenza dei parametri caratteristici e di risalire alle proprietà isolanti ed anche alla conoscenza del coefficiente di assorbimento del materiale in esame.

2. — In forma concreta si considerano normalmente due ambienti, acusticamente accoppiati attraverso un tramezzo, del quale si vogliono determinare le proprietà isolanti; si prescinde da trasmissione di suono che avvenga per altra via. L'isolamento dipende soprattutto dalla natura del tramezzo, ma esso è anche influenzato (in misura generalmente difficile a precisarsi ed assai diversa da caso a caso) da altri elementi, di cui conviene dar cenno.

Un primo elemento da considerare è la natura del suono: un tramezzo ha proprietà isolanti diverse per un suono puro e continuo di intensità costante e per un suono di breve durata o di andamento irregolare. Quasi tutti i tramezzi, qualunque sia il materiale del quale sono costituiti, mostrano per di più di avere proprietà selettive, esercitano cioè diversa azione di isolamento per suoni di diverse frequenze.

Le proprietà isolanti di un tramezzo vanno altresì messe in relazione con le dimensioni geometriche e con la natura fisica delle pareti, sia dell'ambiente disturbante sia dell'ambiente disturbato. È questa una causa, che rende quanto mai incerta la misura e nello stesso tempo rende difficile definire sia l'isolamento di un ambiente rispetto allo spazio circostante, sia il potere isolante di un tramezzo; i calcoli teorici del potere isolante sono resi da ciò molto più complicati, perchè non bastano più i parametri caratteristici del tramezzo a definirne le proprietà isolanti.

L'isolamento è anche influenzato dalle proprietà direttive della sorgente sonora e dell'organo di ricezione (che può essere l'orecchio, ovvero il microfono nel caso di auditori per trasmissioni radiofoniche o per ripresa sonora).

Nelle definizioni di isolamento (e si vedrà in seguito, come possano ritenersi logiche definizioni diverse che portano a risultati differenti), sarà dunque opportuno considerare soltanto ambienti di

proprietà geometriche ben definite e campi sonori di caratteristiche determinate in modo preciso.

L'isolamento si misura in unità logaritmiche; si misura cioè mediante il logaritmo decimale (log) del rapporto fra l'energia sonora nell'ambiente disturbante e l'energia nell'ambiente disturbato (¹). La scelta di una unità logaritmica viene ormai universalmente accettata per il fatto ben noto, di natura fisiologica, secondo il quale si ha, in via approssimata, una relazione lineare fra sensazione e logaritmo della eccitazione. Indicati quindi con E_1 ed E_2 i valori dell'energia, definita in modo opportuno, nel primo e nel secondo ambiente, l'isolamento, e similmente il potere isolante, risultano espressi da:

$$10 \log \frac{E_1}{E_2} \text{ decibel.}$$

Le varie possibili definizioni differiscono tra di loro per il modo con il quale viene considerata l'energia nei due ambienti. (Alcuni autori adottano in luogo di « potere isolante » l'espressione « fattore di riduzione »; la quale invece può essere opportunamente usata con il significato che verrà indicato nel § 12).

Secondo i concetti ora esposti l'isolamento viene definito come entità di natura fisica; è però necessario osservare che in questa, come in altre questioni di acustica, si possono seguire due diversi criteri: uno di carattere fisico, come quello accennato, ed uno di carattere psicofisico, che tiene cioè conto delle caratteristiche dell'orecchio umano. Seguendo quest'ultimo criterio si può pensare ad affidarsi a misure di isolamento di carattere soggettivo e a definire quindi il potere isolante di una parete in phon. Si vedrà in seguito, come si possa passare dall'uno all'altro tipo di misura.

Giova notare a questo proposito che, con unità fisiche, ad una data frequenza l'isolamento è, in linea di massima, indipendente dalla intensità del suono primario, mentre nelle misure di carattere fisiologico, data la non esatta linearità della relazione fra il livello di sensazione ed il livello di intensità, il valore che si ottiene per il potere isolante dipende, specie per suoni di bassa frequenza, dalla intensità del suono disturbante.

Quadripolo acustico.

3. — Per esaminare le varie definizioni del potere isolante, è conveniente porsi in un caso abbastanza semplice e definito, che permetta di rilevare le differenze fra i risultati ottenibili in ciascun caso. Si tratta innanzi tutto di definire con precisione la forma degli ambienti e la natura delle loro pareti, e di fissare il tipo di campo sonoro.

Si suppone che la propagazione del suono avvenga per onde piane e sinoidali in un tubo, diviso in due parti da un tramezzo posto perpendicolarmente alla direzione di propagazione del suono (fig. 1); che il tubo sia rigido e di sezione sufficientemente grande.

(¹) P. Lombardi e G. Sacerdote: A. F., 1934, III, p. 260.

perchè possa essere trascurata la resistenza di attrito lungo la parete. Il tramezzo, che separa l'ambiente disturbato dall'ambiente disturbante, viene definito in modo completo, rispetto alla propagazione sonora, introducendo il concetto di quadripolo acustico. Questo concetto, usato per la prima volta da W. P. Mason e da G. W. Stewart (2) nello studio dei filtri acustici, è stato successivamente utilizzato da E. Wintergerst (3) e da H. Wüst (4) per la determinazione e per l'esame sperimentale delle caratteristiche dei materiali porosi.

Per definire le proprietà del quadripolo acustico è utile giovarsi della grande analogia esistente fra la propagazione di perturbazioni elettriche in una linea e la propagazione di onde sonore in

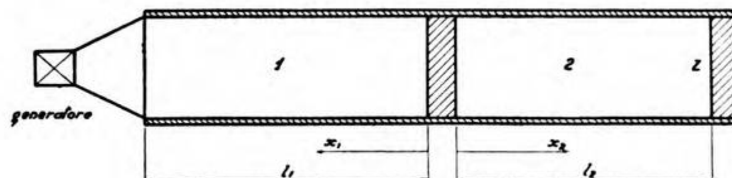


Fig. 1. — Schema di due ambienti isolati tra loro

un tubo; data la somiglianza dei fenomeni si riterranno senz'altro estese e valide per il quadripolo acustico le proprietà generali dei quadripoli elettrici.

Si indicano con l'indice 1 le grandezze relative all'ambiente disturbante e con l'indice 2 le grandezze relative all'ambiente disturbato; il sistema di equazioni che definisce il quadripolo può mettersi sotto la forma:

$$[1 \cdot 1] \qquad \begin{cases} U_2 = \alpha_{11}\, U_1 + \alpha_{12}\, P_1 \\ P_2 = \alpha_{21}\, U_1 + \alpha_{22}\, P_1 \end{cases}$$

(indicando con U e P valori efficaci della velocità di spostamento e dell'eccesso di pressione).

Reciprocamente le grandezze nell'ambiente 1 sono espresse, in funzione delle grandezze relative all'ambiente 2, con il sistema di equazioni:

$$[1 \cdot 2] \qquad \begin{cases} U_1 = \alpha_{22}\, U_2 - \alpha_{12}\, P_2 \\ P_1 = -\alpha_{21}\, U_2 + \alpha_{11}\, P_2 . \end{cases}$$

Le α_{11}, α_{22} sono numeri, α_{21} è omogenea con una impedenza acustica specifica (5), α_{12} è omogenea con l'inverso di una impedenza acustica specifica. Il legame, espresso dall'uno o dall'altro dei

(2) W. P. Mason: Bell S.T.J., 1927, VI, p. 258.
G. W. Stewart: Phys. Rev., 1922, XX, p. 528.
(3) E. Wintergerst: Schalltechn., 1931, IV, p. 85.
(4) H. Wüst: H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIV, p. 73.
(5) P. Lombardi e G. Sacerdote: loc. cit.

due sistemi, fra le grandezze a monte e a valle del quadripolo, è di natura assai generale; si considerano qui tipi lineari di quadripoli, nei quali le α sono indipendenti da U e da P. Dei quattro parametri solo tre sono indipendenti, poichè essi sono legati dalla relazione $\alpha_{11}\,\alpha_{22} - \alpha_{12}\,\alpha_{21} = 1$. Si definisce simmetrico il quadripolo per il quale sia $\alpha_{11} = \alpha_{22}$; in tal caso due parametri sono sufficienti per fissarne le proprietà.

Riesce a volte opportuno definire il quadripolo per mezzo di tre altre grandezze caratteristiche; si definiscono così la « impedenza specifica caratteristica »:

$$\zeta_c = \sqrt{\frac{\alpha_{21}}{\alpha_{12}}},$$

la « costante di propagazione »:

$$\tanh \gamma = \sqrt{\frac{\alpha_{12} \cdot \alpha_{21}}{\alpha_{11} \cdot \alpha_{22}}}$$

ed il « coefficiente di dissimmetria »:

$$s = \sqrt{\frac{\alpha_{11}}{\alpha_{22}}}.$$

Quando il quadripolo è simmetrico, risulta ovviamente $s = 1$.

Lo studio del quadripolo acustico risulta più complesso che non quello del quadripolo elettrico, non essendo possibile, in generale, studiare il comportamento del quadripolo acustico chiuso sulla sua impedenza caratteristica. Ciò deriva dal fatto che si deve studiare l'isolamento fra due ambienti già determinati, di cui non è possibile cambiare di volta in volta la forma e le caratteristiche. E neppure è in generale praticamente attuabile una impedenza acustica di valore predeterminato. Si dovrà quindi considerare il quadripolo acustico chiuso su di una impedenza diversa dalla sua impedenza caratteristica.

In presenza di onde piane e sinoidali, con tutta generalità, le equazioni di propagazione sono:

$$[1 \cdot 3] \qquad \left\{ \begin{aligned} U &= A_1 \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} x + B_1 \cos \frac{\omega}{c} x \\ P &= j\,\zeta_0 \left(A_1 \cos \frac{\omega}{c} x - B_1 \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} x \right), \end{aligned} \right.$$

ove si indica con ζ_0 l'impedenza acustica specifica dell'aria, con c la velocità di propagazione del suono nell'aria, con ω la pulsazione, con A_1 e B_1 due costanti, in generale complesse, i cui moduli indicheremo con $|A_1|$ e $|B_1|$ e che si determinano imponendo le condizioni al contorno. Equazioni simili possono essere scritte per il secondo tronco di tubo.

Le condizioni limiti che si impongono sono: 1°) che la velocità U_0 al generatore sia costante; 2°) che il secondo tronco di tubo sia chiuso da una impedenza meccanica ζS (S sezione del tubo); deve quindi essere $P_2 = \zeta U_2$.

Con gli assi di riferimento assunti (fig. 1) si ha:

$$[1 \cdot 4] \quad \left\{ \begin{aligned} & U_0 = A_1 \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l_1 + B_1 \cos \frac{\omega}{c} l_1 \\ & B_2 \left(j \zeta_0 \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l_2 + \zeta \cos \frac{\omega}{c} l_2 \right) = A_2 \left(j \zeta_0 \cos \frac{\omega}{c} l_2 - \zeta \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l_2 \right) \\ & \qquad \text{od anche} \quad B_2 K' = A_2 K''. \end{aligned} \right.$$

Si ha inoltre:

$$\text{per } x = 0 \qquad P_1 = j \zeta_0 A_1 \ , \quad U_1 = B_1 \ ,$$

$$\text{per } x' = 0 \qquad P_2 = j \zeta_0 A_2 \ , \quad U_2 = B_2 \ .$$

Ricordando poi le equazioni generali del quadripolo, possono scriversi le relazioni che intercorrono fra le A_1 e B_1 e le A_2 e B_2:

$$[1 \cdot 5] \quad \left\{ \begin{aligned} & A_1 = \alpha_{11} A_2 + j \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} B_2 \\ & B_1 = \alpha_{22} B_2 - j \zeta_0 \alpha_{12} A_2 \ , \end{aligned} \right.$$

e reciprocamente:

$$[1 \cdot 6] \quad \left\{ \begin{aligned} & A_2 = \alpha_{22} A_1 - j \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} B_1 \\ & B_2 = \alpha_{11} B_1 + j \zeta_0 \alpha_{12} A_1 \ . \end{aligned} \right.$$

Per eliminazione dalle [1.4] e [1.5], si deducono i valori delle varie costanti:

$$[1 \cdot 7] \quad \left\{ \begin{aligned} & A_1 = U_0 \frac{\alpha_{11} K'' + j \dfrac{\alpha_{21}}{\zeta_0} K'}{D} \\ & B_1 = U_0 \frac{\alpha_{22} K' - j K'' \zeta_0 \alpha_{12}}{D} \\ & A_2 = U_0 \frac{K''}{D} \\ & B_2 = U_0 \frac{K'}{D} \ . \end{aligned} \right.$$

avendo posto:

$$D = \operatorname{sen} \frac{\omega l_1}{c} \left\{ \alpha_{11} K'' + j \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} K' \right\} + \cos \frac{\omega l_1}{c} \left\{ \alpha_{22} K' + j \zeta_0 \alpha_{12} K'' \right\} .$$

Con tali elementi si è in grado di risolvere tutti i problemi inerenti al caso di trasmissione in esame.

Definizioni di isolamento.

4. — Dell'isolamento, definito come livello relativo fra quantità energetiche nel primo e nel secondo ambiente, si possono dare quattro espressioni diverse. Si può infatti assumere come isolamento:

a) il livello relativo dell'energia potenziale, alle due facce del tramezzo:

[1 · 8] $$I_P = 20 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \frac{A_1}{A_2} = 20 \log \left| \alpha_{11} + j \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \frac{B_2}{A_2} \right| ;$$

b) il livello relativo dell'energia cinetica, alle due facce del tramezzo:

[1 · 9] $$I_U = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \log \frac{B_1}{B_2} = 20 \log \left| \alpha_{22} \frac{B_2}{A_2} - j \zeta_0 \alpha_{12} \right| ;$$

c) il livello relativo della densità media di energia (appendice I):

[1 · 10] $$I_E = 10 \log \frac{E_1}{E_2} = 10 \log \frac{|A_1|^2 + |B_1|^2}{|A_2|^2 + |B_2|^2} ;$$

d) il livello relativo dell'intensità sonora (appendice II):

[1 · 11] $$I_J = 10 \log \frac{J_1}{J_2} = 10 \log \frac{|A_1 \wedge B_1|}{|A_2 \wedge B_2|} .$$

Come si vede, il concetto che si segue nel definire il potere isolante di un tramezzo può essere quello di confrontare quantità acustiche, misurate in punti ben determinati, come avviene nelle definizioni *a*) e *b*), oppure quello di confrontare quantità che abbiano un valore indipendente dal punto in cui si effettua la misura, come per *c*) e *d*).

Le formule scritte possono definire l'*isolamento tra due ambienti* nelle condizioni specificate. Quando poi si voglia ottenere una definizione del *potere isolante di un tramezzo*, per se stesso considerato, occorre precisare altri due elementi: l'impedenza di chiusura del secondo tronco di tubo e la sua lunghezza. Seguendo la pratica più diffusa, che pare anche la più giustificata, si assume, per definizione, come potere isolante quello che si ottiene effettuando la misura in ambiente assorbente; ciò corrisponde a supporre il secondo tronco di tubo indefinito o, equivalentemente, chiuso sulla sua impedenza caratteristica.

L'impedenza meccanica ζS di chiusura è in questo caso eguale a $\rho c S$, quindi dalla [1.4] risulta $A_2 = j B_2$. In conseguenza le formule di isolamento divengono:

$$[1 \cdot 12] \qquad I_P = 20 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \left| \alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right| ;$$

$$[1 \cdot 13] \qquad I_U = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \log \left| \alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12} \right| ;$$

$$[1 \cdot 14] \quad I_E = 10 \log \frac{E_1}{E_2} = 10 \log \frac{1}{2} \left\{ \left| \alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right|^2 + \left| \alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12} \right|^2 \right\} ;$$

$$[1 \cdot 15] \quad J_J = 10 \log \frac{J_1}{J_2} = 10 \log \left[\left(\alpha'_{11} - \frac{\alpha'_{21}}{\zeta_0} \right) (\alpha'_{22} - \alpha'_{12} \zeta_0) + \right.$$

$$\left. + \left(\alpha''_{11} - \frac{\alpha''_{21}}{\zeta_0} \right) (\alpha''_{22} - \zeta_0 \alpha''_{12}) \right] =$$

$$= 10 \log \left[\left(\alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right) \times (\alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12}) \right] ,$$

ove $\alpha_{np} = \alpha'_{np} + j \alpha''_{np}$ (appendice II).

5. — Mediante le formule ora riportate l'isolamento è stato definito supponendo il secondo ambiente assorbente; la misura può tuttavia essere eseguita in ambiente riverberante o quanto meno non assolutamente assorbente; è appunto in tali condizioni, che si eseguisce normalmente la determinazione sperimentale dell'isolamento.

I risultati così ottenuti, mediante formule in cui si attribuiscono opportuni valori all'impedenza di chiusura, sono dipendenti dalla lunghezza del secondo tronco di tubo (in linea generale dalle dimensioni dell'ambiente di misura) ed in particolare sono funzioni periodiche della quantità $(\omega/c)\ l \approx l/\lambda$.

Il dover tenere conto delle dimensioni dell'ambiente è una limitazione, che può essere eliminata facendo variare periodicamente la frequenza, effettuando cioè le misure con opportuni suoni a ululato: il valor medio dell'isolamento che così si ottiene risulta indipendente dalle dimensioni dell'ambiente di misura. Secondo questo concetto, nel caso della definizione riferita alla densità di energia, occorre dedurre una formula che dia il rapporto dei valori medi (rispetto al tempo) delle densità di energia medie (rispetto allo spazio [appendice I]) nei due ambienti. La deduzione analitica di questa formula è assai complessa; in forma più spedita si può ricavare la relazione che dà il valor medio del rapporto delle densità di energia medie (rispetto allo spazio) dei suoni a ululato.

Si ottiene così una formula approssimata e l'errore che si commette è, per il teorema della media, tanto minore quanto più pic-

coli sono gli scarti fra i valori massimi e minimi (rispetto allo spazio) ed il valore medio della densità di energia; si richiede, per un suo uso sufficientemente corretto, di effettuare misure in ambiente non troppo riverberante. In ogni caso essa dà modo di tener conto della correzione che occorre apportare ai risultati, in confronto con quelli che si otterrebbero facendo uso della formula [1·14] dedotta assumendo come valore dell'isolamento quello che si ottiene facendo misure in ambiente assorbente.

Si consideri la formula nella sua forma generale [1·11]:

$$I_E = 10 \log \frac{E_1}{E_2} = 10 \log \frac{|A_1|^2 + |B_1|^2}{|A_2|^2 + |B_2|^2} =$$

$$= 10 \log \frac{\left| \alpha_{11} + j \dfrac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \dfrac{B_2}{A_2} \right|^2 + \left| \alpha_{12} \dfrac{B_2}{A_2} - j \zeta_0 \alpha_{12} \right|^2}{1 + \left| \dfrac{B_2}{A_2} \right|^2},$$

dove il rapporto B_2/A_2, per effetto delle [1·4] e [1·7], è dato da:

$$\frac{B_2}{A_2} = \frac{K''}{K'} = \frac{j \zeta_0 \cos \dfrac{\omega}{c} l_2 - \zeta \operatorname{sen} \dfrac{\omega}{c} l_2}{j \zeta_0 \operatorname{sen} \dfrac{\omega}{c} l_2 + \zeta \cos \dfrac{\omega}{c} l_2},$$

e le $\alpha_{np} = \alpha'_{np} + j \alpha''_{np}$ sono quantità complesse.

Si fa variare periodicamente la frequenza f del suono fondamentale fra due valori di frequenza, tali che la variazione di frequenza che si consegue sia uguale alla frequenza di risonanza dell'ambiente; si ricerca quindi il valor medio dell'espressione entro parentesi, supponendo che le α del quadripolo siano indipendenti dalla frequenza; questo, in generale, non si verifica, ma poichè la variazione di frequenza che si produce con l'ululo è piccola di fronte alla frequenza del suono fondamentale, in molti casi questa ipotesi approssimata può ritenersi lecita.

Sviluppando i calcoli risulta:

$$[1 \cdot 16] \quad I_E = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left\{ |\alpha_{11}|^2 + |\alpha_{22}|^2 + \zeta_0^2 |\alpha_{12}|^2 + \frac{1}{\zeta_0^2} |\alpha_{21}|^2 \right\} - \right.$$

$$\left. - 2 \left(\frac{1 - R}{1 + R} \right) \left\{ \frac{1}{\zeta_0} (\alpha'_{11}\alpha'_{21} + \alpha''_{11}\alpha''_{21}) + \zeta_0 (\alpha'_{22}\alpha'_{12} + \alpha''_{22}\alpha''_{12}) \right\} \right],$$

avendo indicato con:

$$R = \left| \frac{\zeta - \zeta_0}{\zeta + \zeta_0} \right|^2$$

il potere riflettente relativo all'impedenza di chiusura del tubo.

Quando l'impedenza acustica di chiusura è infinita (parete perfettamente riflettente, ossia $\zeta = \infty$, $R = 1$), risulta:

$$[1 \cdot 17] \quad I_E = 10 \log \frac{1}{2} \left\{ |\alpha_{11}|^2 + |\alpha_{22}|^2 + \frac{1}{\zeta_0^2} |\alpha_{21}|^2 + \zeta_0^2 |\alpha_{12}|^2 \right\},$$

e l'isolamento viene determinato in funzione dei soli parametri caratteristici del tramezzo.

Quando è $\zeta = \zeta_0$, si ricade nella formula [1.14].

6. — Si può ancora considerare un'altra definizione, oltre a quelle fino ad ora esaminate: il potere isolante può venir definito come livello relativo della densità media di energia, misurata in assenza di tramezzo, rispetto alla densità media di energia misurata nel secondo ambiente, quando questo è separato dal primo mediante il tramezzo in esame.

Ci si limita ad esaminare il caso in cui il secondo ambiente sia di lunghezza infinita, il che equivale a ritenerlo chiuso sulla impedenza specifica dell'aria. Risulta in questo caso $A_2 = j\,B_2$ e le equazioni generali [1.5] del quadripolo divengono:

$$A_1 = A_2 \left(\alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right)$$

$$B_1 = j A_2 (\alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12}) .$$

Dalle equazioni generali di propagazione, indicata con U_0 la velocità al generatore, e supposto il primo ambiente di lunghezza l_1, si ha:

$$[1 \cdot 18] \quad U_0 = A_2 \left\{ \left(\alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right) \operatorname{sen} \frac{\omega l_1}{c} + j (\alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12}) \cos \frac{\omega l_1}{c} \right\},$$

da cui si deduce A_2.

Poichè in assenza di tramezzo si ha $\alpha_{11} = \alpha_{22} = 1$, $\alpha_{12} = \alpha_{21} = 0$, dalla [1.18] si ricava:

$$A' = \frac{U_0}{\operatorname{sen} \dfrac{\omega l}{c} + j \cos \dfrac{\omega l}{c}} .$$

Nel caso di onde progressive la densità di energia risulta eguale a $\rho\, |A_2|^2/2$; il potere isolante quindi risulta:

$$[1 \cdot 19] \quad I'_E = 10 \log \frac{|A'|^2}{|A_2|^2} =$$

$$= 10 \log \left| \left(\alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\zeta_0} \right) \operatorname{sen} \frac{\omega l_1}{c} + (\alpha_{22} - \zeta_0 \alpha_{12}) \cos \frac{\omega l_1}{c} \right|^2 .$$

Questa definizione, che può utilmente essere adottata in particolari casi, presenta il grave inconveniente di contenere, oltre ai parametri caratteristici del tramezzo, le dimensioni geometriche del primo ambiente.

La difficoltà scompare se la sorgente sonora genera un suono a ululato; si perviene in tal caso ad una formula identica alla espressione della I_E [1.14]: espressione che presenta quindi il vantaggio di raccogliere i risultati di due metodi diversi di misura, i quali vengono effettivamente adoperati in pratica.

7. — Da quanto precede si rileva che il potere isolante di un tramezzo, anche in casi semplici, può essere definito in modi assai diversi senza che esistano prevalenti ragioni di principio per preferire una definizione ad un'altra. La scelta dipenderà dal metodo di misura a cui ci si vuole riferire e dai criteri di giudizio cui si vuol dare la preferenza.

La conoscenza dei parametri del quadripolo presenta il vantaggio di permettere di passare dai risultati ottenuti con un metodo a quelli ricavati da misure effettuate con metodi diversi. Sotto questo punto di vista l'uso del concetto di quadripolo, i cui parametri caratteristici vengono ricavati indipendentemente dal metodo di misura, sembra debba trovare sempre più largo impiego.

Si deve osservare come nella scelta di una definizione convenga tener anche conto, almeno parzialmente, delle proprietà fisiologiche dell'orecchio. L'orecchio è prevalentemente un ricevitore di pressione e quindi la definizione basata sulla energia potenziale pare particolarmente opportuna. Essa è infatti fra le più usate ed a misure di pressione si riconducono molti metodi basati, in teoria, sulla misura di intensità (misure in camera riverberante della intensità di un suono diffuso). Non pare altrettanto opportuno un riferimento a misure di energia cinetica, anche se questa determinazione può riuscire talvolta particolarmente agevole attraverso la misura dell'ampiezza di vibrazione del tramezzo.

Più soddisfacente è senza dubbio la definizione che fa riferimento alla densità media di energia. L'uso della intensità così come è definita non pare opportuno, in quanto l'orecchio non è sensibile che in misura molto relativa agli sfasamenti fra pressione e velocità; una definizione che si basi sulla misura di intensità può quindi, in regime di onde non progressive, condurre a risultati non facilmente assimilabili alla sensazione sonora soggettiva, che è poi l'elemento al quale è evidentemente opportuno riferirsi.

Metodi di misura del potere isolante.

8. — Le misure di isolamento acustico possono essere suddivise in due categorie. Una prima categoria è quella delle misure che si eseguono in ambienti già costruiti (misure di isolamento). Esse presentano interesse essenzialmente pratico e di controllo e non forniscono in genere valori numerici precisi, ma solamente dati di riferimento; vengono eseguite con metodi sia soggettivi, sia oggettivi.

La seconda categoria consta invece di misure, con le quali si desidera studiare il comportamento di un dato tipo di materiale (determinazione del potere isolante di un tramezzo); esse vengono eseguite in ambienti tarati, di proprietà acustiche ben definite e costanti, con metodi che assicurino una certa uniformità ai risultati e rendano possibili i paragoni.

Dal lato teorico il problema è stato studiato da E. Buckingham e da A. H. Davis (6), che hanno fissato anche quantitativamente l'importanza relativa dei vari elementi di cui si deve tener conto. I vari metodi proposti ed utilizzati per effettuare sia misure in ambienti costruiti, sia misure su tramezzi, sono essenzialmente gli stessi e differiscono soltanto per qualche modalità di esecuzione e per la maggior esattezza con la quale vengono effettuate le misure su tramezzi rispetto a quelle in ambienti costruiti.

Nell'effettuare misure su tramezzi (e ad esse solamente ci si riferirà in seguito) si deve porre la massima cura, affinchè il materiale venga sperimentato in condizioni per quanto è possibile simili a quelle in cui verrà a trovarsi, quando sarà posto in opera. L'energia sonora trasmessa per altra via deve ovviamente essere trascurabile e quindi la misura del potere isolante coincide con la misura di isolamento. Le misure debbono essere eseguite per diversi valori della frequenza entro la gamma delle frequenze acustiche normali (100-10.000 Hz), entro la quale sono comprese la musica, la voce umana e i rumori più frequenti. Per l'applicazione del metodo si dispone di un primo ambiente, in cui si produce un suono od un rumore, e di un secondo ambiente (stanza di misura), adiacente al primo, isolato rispetto ad esso e rispetto ad ogni altro locale mediante muri molto spessi, fortemente isolanti; nella parete comune alle due stanze è praticata un'apertura, in cui viene posto di volta in volta un pannello del materiale da esaminare.

9. — I vari metodi proposti possono riassumersi nei seguenti:

a) *Metodo del raggio sonoro.* — È dovuto a F. R. Watson (7) ed è stato successivamente usato da T. S. Littler e A. H. Davis. Un fascio di raggi sonori paralleli e tali da avere un fronte di onda piano viene proiettato obliquamente sul pannello di materiale da esaminare; le pareti delle stanze debbono essere rivestite di materiale molto assorbente per annullare o quasi i raggi riflessi. Viene misurata lungo il fascio di raggi la pressione nel secondo ambiente con e senza tramezzo. Il logaritmo del rapporto delle pressioni viene assunto come indice delle proprietà isolanti.

b) *Metodo del « Bureau of Standards ».* — Si produce un suono a ululato in ambiente riverberante, così da ottenere una distribuzione uniforme del suono grazie all'eliminazione degli effetti di risonanza sulla frequenza propria del tramezzo e su quella della stanza. La quantità di suono che colpisce il tramezzo è dedotta

---

(6) E. Buckingham: B. S. Sci. Papers, 1925, 506.
A. H. Davis e T. S. Littler: Phil. Mag., 1929, VII, p. 1050.

(7) F. R. Watson: J. A. S. A., 1930, I, p. 203.

dalla potenza della sorgente sonora e dall'assorbimento della stanza. Siano E_1 ed E_2 le densità medie di energia che si rilevano con un microfono rispettivamente nella stanza ove si genera il suono e nella stanza di prova, quando il tramezzo non è in posto. Ponendo ora il materiale nell'apertura si determinano due nuovi valori E'_1 e E'_2. Se l'intensità del suono nella stanza dov'è la sorgente rimanesse costante, l'isolamento sarebbe proporzionale a log (E_2/E'_2); poichè invece l'intensità varia e il rapporto delle densità con e senza pannello è E'_1/E_1 a causa dell'aumento di assorbimento per la presenza del pannello, l'isolamento risulta in definitiva uguale a:

$$10 \log \frac{E_2}{E'_2} \frac{E'_1}{E_1} .$$

c) *Metodo della minima udibilità.* — Il metodo precedente può essere usato, con minore esattezza, come metodo soggettivo; con un attenuatore si varia la potenza della sorgente sonora, finchè nella stanza di prova l'intensità non raggiunge il valore di soglia. Supposto che la presenza del pannello non faccia variare in modo sensibile gli assorbimenti delle due stanze, dall'attenuatore si ha senz'altro l'indicazione dell'isolamento.

d) *Metodo dell'intensità.* — E. Meyer (8) definisce l'isolamento di un pannello ponendolo uguale a dieci volte il logaritmo del rapporto fra la potenza sonora che colpisce una faccia del tramezzo e la potenza irraggiata dall'altra faccia. La misura viene effettuata entro stanze che debbono essere più che è possibile riverberanti, misurando con microfoni le densità medie di energia nell'una e nell'altra stanza. Detta S la superficie del tramezzo, la potenza sonora W_1 che investe il tramezzo, quando nell'ambiente primario vi sia una densità media di energia E_1, risulta $W_1 = (1/4)\ E_1\ c\ S$. Nella stanza adiacente si stabilisce una densità media di energia E_2 che, secondo la teoria di Sabine, dipende dalla potenza irradiata dal tramezzo secondo la relazione $E_2 = 4\ W_2/(a\ c)$, avendo indicato con a l'assorbimento totale della stanza.

Se il tramezzo è di piccola superficie e quindi l'assorbimento della stanza non varia al variare del tipo di materiale in prova, l'isolamento risulta dall'espressione:

$$I = 10 \log \frac{W_1}{W_2} = 10 \log \frac{E_1}{E_2} - 10 \log \frac{a}{S} .$$

La misura viene eseguita praticamente, paragonando le intensità nei due ambienti per mezzo di un attenuatore. Poichè si presume che nelle due stanze si abbia una distribuzione uniforme di suono, si misura in realtà un rapporto di pressioni.

e) *Metodo di Knowler o della doppia misura.* — A. E. Knowler (9) ha proposto un metodo che consente di eliminare dalla mi-

(8) E. MEYER: Sitzungsber. Preuss. Akad. Wiss., 1931, IX, p. 166.
(9) A. E. KNOWLER: Phil. Mag., 1930, X, p. 342.

sura l'effetto delle caratteristiche delle stanze di prova e della superficie del tramezzo.

Si indicano con A e B rispettivamente le due stanze, con W la potenza sonora dell'altoparlante, con J le intensità negli ambienti, e con a gli assorbimenti di questi.

Si effettuano quattro prove. Dapprima:

1) con l'altoparlante in A e l'ascoltatore in B: si riduce la potenza della sorgente sonora fino a che il suono sia appena udibile in B; l'intensità in A risulta $J_{A1} = W_1/a_A$;

2) con l'altoparlante in B e l'ascoltatore pure in B: si riduce analogamente la potenza dell'altoparlante fino a che il suono sia appena udibile in B; risulta $J_{B2} = W_2/a_B$.

L'isolamento del tramezzo è espresso da:

$$I' = 10 \log \frac{W_1}{W_2} - 10 \log a_A + 10 \log a_B .$$

Si effettuano poi due prove analoghe con l'ascoltatore sempre in A e l'altoparlante alternativamente in A ed in B; l'isolamento risulta:

$$I'' = 10 \log \frac{W_3}{W_4} + 10 \log a_A - 10 \log a_B .$$

Si vede come sia possibile eliminare l'effetto dell'assorbimento delle stanze di prova. L'isolamento del tramezzo viene, in definitiva, calcolato con la formula:

$$I = I' + I'' .$$

Questo metodo può essere impiegato anche per misure oggettive, facendo uso di un microfono.

f) *Metodo delle stanze riverberanti.* — Questo metodo, dovuto a W. C. Sabine, è essenzialmente un metodo di paragone delle intensità nei due ambienti. Le stanze debbono essere fortemente riverberanti, così che l'aggiunta di una superficie, anche piccola, di materiale molto assorbente faccia variare in misura notevole il tempo di riverberazione. Un suono di intensità nota viene prodotto nel locale primario; a partire dall'istante in cui è cessata la produzione di suono, si misura, tanto nel locale primario quanto nel locale secondario, il tempo occorrente perchè l'intensità del suono raggiunga il valore di soglia: la differenza dei tempi è proporzionale all'isolamento del tramezzo. Sotto questa forma il metodo è di natura soggettiva, ma è possibile seguire lo stesso criterio per misure di carattere oggettivo, determinando il tempo di riverberazione con misuratori fisici.

In linea generale si vede come in tutte le misure descritte in questo paragrafo si consideri un rapporto fra densità medie di energia o quantità ad esse omogenee che non variano da punto a punto dell'ambiente. Poichè ci si riferisce ad una distribuzione uniforme di energia, si tiene conto implicitamente e globalmente, almeno in una certa misura, della varietà degli angoli d'incidenza secondo i quali i raggi sonori investono il materiale in prova. Ad ogni modo

questo punto di vista non ha sempre molta importanza, perchè i corpi porosi sono talvolta a struttura granulare; solo nel caso di materiali fibrosi l'angolo di incidenza del suono assume una notevole importanza.

Misure su quadripoli.

10. — Misure più complesse si debbono affrontare, quando si voglia determinare in modo completo il comportamento del materiale in esame. In tal caso è conveniente basarsi sul concetto di quadripolo ed eseguire determinazioni con onde piane sinoidali in condizioni di esperienza semplici e ben definite, come si è indicato all'inizio di questa trattazione.

Il procedimento risulta, nelle sue linee generali, analogo a quello usato per le misure del coefficiente di assorbimento con il metodo delle onde stazionarie (10); ma il problema è qui più complesso. In linea generale si può ottenere la misura della densità di energia, in regime di onde stazionarie, dalla conoscenza dei massimi e dei minimi della pressione lungo il tubo, in modo analogo a quanto si fa con il metodo di Taylor.

Riferendosi ad analoghi concetti elettrici, si possono dedurre le caratteristiche del quadripolo dalla determinazione della sua impedenza a circuito aperto ed a circuito chiuso. Secondo il dispositivo sperimentale di H. Wüst il campione viene posto in un tubo, nel quale si generano onde piane e sinoidali; con un microfono si misura la pressione immediatamente prima del materiale, e con un altro, sistemato in un pistone scorrevole nel tubo, si misura contemporaneamente la pressione ad una distanza multipla di $\lambda/4$ dalla superficie opposta del tramezzo. Per la misura si usano microfoni elettromagnetici; per mezzo di un metodo di compensazione la pressione viene ad essere nota in ampiezza e fase. Effettuando una prova con il secondo tronco di tubo regolato su un quarto d'onda ed un'altra volta con il medesimo tronco regolato su mezza onda, si ricavano i parametri caratteristici del materiale. Se il quadripolo è simmetrico, queste due misure sono sufficienti; se il quadripolo è asimmetrico, occorre anche una misura a quadripolo rovesciato. Si ottiene la chiusura del quadripolo in corto circuito, chiudendo il tubo con un materiale perfettamente riflettente ad una distanza dal tramezzo uguale ad un numero intero di mezze lunghezze d'onda; il quadripolo risulta invece a circuito aperto, quando il tubo sia chiuso ad un quarto di lunghezza d'onda o ad un numero dispari di quarti d'onda.

Il tramezzo in queste condizioni viene a costituire una impedenza acustica, il cui valore può essere misurato con il metodo di G. W. Stewart o con quello di P. B. Flanders (11).

---

(10) H. O. TAYLOR: Phys. Rev., 1913, II, p. 270.
E. A. ECKHARDT e V. L. CHRISLER: B. S. Sci. Papers, 1926, 37.
F. C. WENTE: Bell S. T. J., 1928, VII, p. 7.
H. WÜST: loc. cit.

(11) G. W. STEWART: Phys. Rev., 1926, XXVIII, p. 1038.
P. B. FLANDERS: J.A.S.A., 1932, IV, p. 402.

11. — Quando non interessa conoscere in modo completo il comportamento del materiale (quando cioè non interessa determinare separatamente i parametri del quadripolo), per lo studio delle sue proprietà isolanti si ricorre a determinazioni di densità media di energia; si rende allora necessario effettuare misure sul materiale in esame collegato con una impedenza $\rho\, c\, S$, o, il che è equivalente, con un tubo di lunghezza infinita.

Non è facile attuare impedenze meccaniche puramente ohmiche di determinato valore: P. B. Flanders ([12]) ha proposto di usare un lungo tubo di gomma (20 m) avvolto su un tamburo per ridurre l'ingombro. Si può anche ottenere una impedenza puramente ohmica ponendo nel tubo una serie di setti di materiale assorbente, quali lana di vetro, feltro, garza, distribuiti in modo opportuno ([13]). Infine chiudendo il tubo con un generatore acustico, alimentato alla stessa frequenza della sorgente, con fase ed ampiezza regolabili, si possono ottenere condizioni nel secondo ambiente equivalenti a quelle di un tubo di lunghezza infinita ([14]).

In queste condizioni la misura di isolamento si consegue dalla determinazione delle densità medie di energia nel primo e nel secondo ambiente.

Si ponga l'equazione di propagazione della pressione sotto la forma:

$$P = j\,\zeta_0\,(A' + j\,A'')\cos\frac{\omega\,x}{c} - (B' + j\,B'')\,\text{sen}\,\frac{\omega\,x}{c}.$$

Si deduce il modulo di P^2:

$$|\,P^2\,| = \zeta_0^2 \left\{ |\,A\,|^2 + |\,B\,|^2 - (A'\,B' + A''\,B'')\,\text{sen}\,\frac{2\,\omega\,x}{c} \right\}.$$

Per effetto delle onde stazionarie, che si formano nel tronco primario del tubo, P^2 assume un valore massimo ed uno minimo dati rispettivamente da:

$$P^2_{\text{max}} = \zeta_0^2 \left\{ |\,A\,|^2 + |\,B\,|^2 + (A'\,B' + A''\,B'') \right\}.$$

$$P^2_{\text{min}} = \zeta_0^2 \left\{ |\,A\,|^2 + |\,B\,|^2 - (A'\,B' + A''\,B'') \right\}.$$

La media di questi valori dà:

$$\frac{P^2_{\text{max}} + P^2_{\text{min}}}{2} = \zeta_0^2\,(\,|\,A\,|^2 + |\,B\,|^2\,).$$

Nel caso di onde piane stazionarie, la densità media di energia risulta (appendice II) espressa in forma generale da:

$$E' = \rho\,\frac{|\,A\,|^2 + |\,B\,|^2}{2}.$$

([12]) P. B. Flanders: loc. cit.

([13]) H. F. Olson a. F. Massa: Applied Acoustics - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934, p. 110.

([14]) E. Paolini: A. F., 1933, II, p. 212.

Si può quindi scrivere:

$$E' = \rho \frac{P^2_{max} + P^2_{min}}{4\,\omega^2}.$$

Nel secondo tronco di tubo, supposto chiuso dalla sua impedenza caratteristica, si hanno onde progressive di pressione P''; la densità media di energia E'' è:

$$E'' = \frac{1}{2}\frac{P''^2}{\rho\,c^2}.$$

L'isolamento, definito come livello relativo delle densità medie di energia nel primo e nel secondo ambiente, è:

[1 · 20] $$I_E = 10 \log \frac{E'}{E''} = 10 \log \frac{P^2_{max} + P^2_{min}}{2\,P''^2}.$$

Di qui un metodo di misura che consente, con relativa semplicità, la determinazione su basi abbastanza razionali delle proprietà isolanti di un determinato materiale.

Calcolo dell'isolamento di un ambiente.

12. — Il calcolo per via teorica e la determinazione sperimentale del potere isolante di un pannello o di una parete hanno importanza fondamentale, poichè la conoscenza di questi elementi permette di calcolare l'effetto isolante complessivo offerto dalle pareti (e dal soffitto e dal pavimento) di una stanza. Corrispondentemente, se per un dato ambiente è prescritto un certo grado di isolamento, è possibile determinare il genere dei materiali da adoperare per le pareti allo scopo di soddisfare a questa esigenza.

Se con E_1 si indica la densità media di energia sonora del suono disturbante, con E_2 la densità media di energia entro l'ambiente, con a l'assorbimento di questo, con S la superficie del tramezzo e con τ il suo coefficiente di trasmissione, a regime si ha:

[1 · 21] $$E_1\,\tau\,S = E_2\,a.$$

In generale attraverso tutte le pareti di una stanza (compresi soffitto e pavimento) penetra suono all'interno; nella formula precedente occorrerà quindi sostituire a τS una sommatoria del tipo:

$$\tau_1 S_1 + \tau_2 S_2 + \tau_3 S_3 + \ldots.$$

Si calcola questa sommatoria ricordando che il potere isolante, che è in generale il parametro assunto per valutare le proprietà isolanti dei materiali, è legato al coefficiente di trasmissione dalla relazione $I = 10 \log (1/\tau)$.

Per facilitare i confronti fra ambienti diversi è utile prendere in considerazione la quantità:

[1 · 22] $$I_s = 10 \log \frac{1}{\Sigma\,\tau\,S},$$

che si definisce « isolamento » della stanza.

D'altra parte l'effettiva attenuazione, che il suono subisce, si esprime in decibel, ricordando la [1·21], con:

$$[1 \cdot 23] \qquad 10 \log \frac{E_1}{E_2} = I_s + 10 \log a ,$$

e quindi la quantità $I_s + 10 \log a$ viene utilmente assunta ad indicare il « fattore di riduzione » del disturbo.

Per conseguire una certa attenuazione di un rumore disturbante può, come si vede, essere efficace anche l'aumento dell'assorbimento della stanza.

Nel calcolo di progetto del « fattore di riduzione », relativo ad un certo ambiente, occorre tenere presente, che le finestre (quando non siano di tipo specialmente previsto) hanno un isolamento molto basso; la loro importanza è quindi decisiva sull'effetto finale. Inoltre un'apertura anche molto piccola riduce notevolmente l'isolamento; P. E. Sabine (15) ha eseguito a questo scopo numerose misure sull'effetto delle piccole aperture, quali, ad esempio, le serrature. Egli trova che una serratura riduce le perdite di trasmissione di una porta da 33 decibel a 26,6 decibel.

13. — Da vari studiosi dell'argomento sono state proposte classificazioni, tutte più o meno empiriche, dell'isolamento complessivo dovuto alle pareti di un dato ambiente.

Nella tabella seguente (16) è riprodotta una di queste classificazioni; in essa, in corrispondenza del fattore di riduzione, espresso in decibel, vengono definiti sette gradi di qualità; vi appaiono altresì le condizioni di intelligibilità di una conversazione svolta a voce normale nell'ambiente disturbatore.

1	Isolamento eccezionalmente buono ..	120, 110, 100, 90, 80	Conversazione non udibile
2	» molto buono	70	
3	» buono	60	
4	» discreto	57	Conversazione appena udibile, ma non intelligibile
5	» scarso	53, 50	
6	» cattivo	50, 40	Conversazione udibile, ma inintelligibile, con tono normale di voce
7	» molto cattivo	40, 30, 20, 10, 0	Conversazione udibile ed intelligibile. (20, 10, 0)

(15) P. E. Sabine: J. A. S. A., 1930, I, p. 181.

(16) C. W. Glover: Practical Acoustics for the Constructor - Chapman a. Hall, London, 1933, p. 212.

Si tratta di classificazioni di carattere soggettivo, le quali, sebbene siano valide solo come elemento di paragone ed in via approssimata, possono tuttavia riuscire utili e comode in parecchi casi.

Determinazione soggettiva dell'isolamento.

14. — Nell'esporre le varie definizioni di isolamento e nello svolgere le successive considerazioni, si è fatto riferimento solo a grandezze fisiche. In realtà le qualità isolanti di una parete sono poi giudicate in base alla sensibilità dell'orecchio. I quesiti a cui si deve in pratica dare una soluzione sono: nota la grandezza della perturbazione sonora nell'ambiente disturbatore, determinare la riduzione, in decibel, che si deve conseguire con un tramezzo, affinchè il livello di sensazione sonora (in phon) nell'ambiente di-

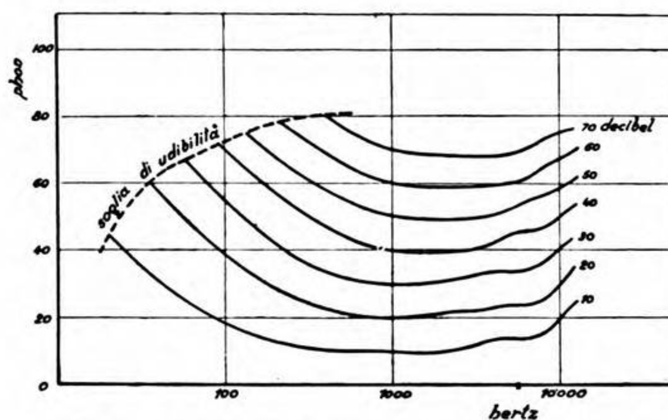


Fig. 2. — Relazione fra isolamento soggettivo ed oggettivo in funzione della frequenza.

sturbato non superi un certo valore; correlativamente, noto il livello di sensazione sonora (in phon) che non deve essere raggiunto entro l'ambiente e nota la struttura del tramezzo, determinare il massimo rumore di cui si può tollerare l'esistenza in un ambiente vicino.

Il passaggio da grandezze fisiche a grandezze psicofisiche si effettua per mezzo degli audiogrammi, nei quali la pressione viene posta in relazione con il livello di sensazione sonora espresso in phon.

Per passare dall'una all'altra grandezza tenendo conto dell'isolamento di un tramezzo, possono tracciarsi alcuni tipi di diagrammi. A causa però della non linearità della relazione fra pressione e livello di sensazione sonora, è necessario tracciare per ogni tipo di diagramma tutta una serie di grafici. Nota, ad esempio, la pressione sonora nell'ambiente disturbante, si può tracciare il diagramma della sensazione sonora, espressa in phon, nell'ambiente disturbato in funzione della frequenza per diversi valori dell'isolamento.

Un grafico di questo tipo, che esprime quindi i phon di isolamento, è stato tracciato per un rumore avente la pressione di 2 bar, ed è riprodotto in fig. 2. Da esso si può ricavare l'andamento della differenza del livello di sensazione sonora nei due ambienti al variare della frequenza per diversi valori dell'isolamento, e si stabilisce il rapporto fra l'isolamento valutato in decibel (misura oggettiva) e l'isolamento valutato in phon (misura soggettiva).

La determinazione del livello di sensazione sonora dei rumori tollerabili è cosa di natura eminentemente soggettiva. V. O. Knudsen (17) consiglia di assumere come ammissibili i seguenti valori:

Studi per ripresa di pellicole sonore	6-8	phon
Studi per trasmissioni radiofoniche	8-10	»
Ospedali	8-12	»
Sale per musica	10-15	»
Alloggi	10-20	»
Teatri, chiese, sale di lettura, auditori	12-24	»
Teatri per cinematografia sonora	15-25	»
Uffici non aperti al pubblico	20-30	»
Uffici aperti al pubblico	25-40	» .

Questi dati, validi soltanto in via approssimata, sono stati ricavati da numerose misure effettuate in locali, che al giudizio soggettivo potevano ritenersi soddisfacenti; i valori riprodotti debbono considerarsi valori ideali: effettivamente pochi edifici si trovano in condizioni così buone.

Potere assorbente.

15. — Si definisce come potere assorbente di un determinato materiale o di una determinata struttura la percentuale di energia incidente, che vi penetra e che viene ivi dissipata o trasmessa all'ambiente adiacente. Se l'impedenza acustica specifica del materiale in esame è $\zeta = r + j\,x$, il potere assorbente A è espresso dalla:

$$A = 1 - \frac{(r - \rho\, c)^2 + x^2}{(r + \rho\, c)^2 + x^2}\,. \qquad [1 \cdot 24]$$

Il potere assorbente può essere espresso mediante i parametri del quadripolo che rappresenta il comportamento del materiale in esame.

Se α_{11}, α_{22}, α_{12}, α_{21} sono questi parametri, e $r_1 + j\,x_1$ è l'impedenza acustica specifica sulla quale è chiuso il quadripolo, si ha:

$$\zeta = r + j\,x = \frac{-\alpha_{21} + \alpha_{11}\,(r_1 + j\,x_1)}{\alpha_{22} - \alpha_{12}\,(r_1 + j\,x_1)}\,. \qquad [1 \cdot 25]$$

Due casi si presentano particolarmente interessanti:

---

(17) V. O. Knudsen: Architectural Acoustics - J. Wiley a. Sons, New York, 1932, p. 107.

— il primo, quando $r_1 + j\,x_1 = \rho\,c$, quindi:

$$r + j\,x = \frac{-\alpha_{21} + \rho\,c\,\alpha_{11}}{\alpha_{22} - \rho\,c\,\alpha_{12}}\,;$$

— il secondo, quando il materiale è appoggiato ad una parete perfettamente riflettente; si ha allora:

$$r + j\,x = -\frac{\alpha_{11}}{\alpha_{12}}\,;$$

e quindi:

$$A = 1 - \frac{|\,\alpha_{11}\,|^2 + \rho^2 c^2\,|\,\alpha_{12}\,|^2 - 2\,\rho\,c\,(\alpha_{12} \times \alpha_{11})}{|\,\alpha_{11}\,|^2 + \rho^2 c^2\,|\,\alpha_{12}\,|^2 + 2\,\rho\,c\,(\alpha_{12} \times \alpha_{11})}\,.$$

Ad esempio, i parametri di una parete che vibra rigidamente sono, come si vedrà in seguito, con alcune approssimazioni: $\alpha_{11} = \alpha_{22} = 1$, $\alpha_{12} = 0$, $\alpha_{21} = j\,\omega\,m$ (m massa per unità di superficie). Il potere assorbente per tale tramezzo, chiuso su un'impedenza specifica $\rho\,c$, è:

[1 · 26] $$A = \frac{(2\,\rho\,c)^2}{(2\,\rho\,c)^2 + (\omega\,m)^2}\,.$$

Svolgendo i calcoli per il primo caso si perviene alla seguente relazione, che lega fra loro due diverse espressioni dell'isolamento:

[1 · 27] $$I_E - I_J = 10 \log \frac{1 + R}{1 - R}\,,$$

ove con R si indica il potere riflettente $R = 1 - A$.

Conclusione.

16. — Dopo avere accennato agli elementi da prendere in considerazione nello studio dell'isolamento acustico dei locali, introdotto il concetto di quadripolo acustico, si sono dedotte alcune formule, con le quali possono essere valutati sia il potere isolante di un tramezzo sia l'isolamento di cui gode un ambiente rispetto allo spazio esterno.

Un esame di queste formule mostra come esse non siano tutte ugualmente soddisfacenti, nè in grado di fornire risultati concordanti. La formula attualmente più in uso è quella per la quale si fa ricorso a misure di pressione; si è potuto mostrare come formule basate sulla densità media di energia risultino in molti casi preferibili, in quanto con esse si tiene conto sia delle caratteristiche fisiologiche dell'orecchio sia della natura del campo sonoro, in modo più completo e preciso che con le altre.

Con l'ausilio delle formule ora ricavate, si possono esaminare le proprietà isolanti dei vari materiali, così da confrontare i risultati teorici, deducibili con i diversi procedimenti, fra di loro e con i risultati sperimentali.

Gli autori ringraziano vivamente il prof. Vallauri per i consigli ricevuti.

Torino, aprile 1935.

Scuola Elettrotecnica «Galileo Ferraris» del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

APPENDICE I.

Densità media di energia.

Si definisce (18) come densità media di energia la energia sonora per unità di volume, con media estesa ad un numero intero di lunghezze d'onda; essa si può calcolare integrando la somma dell'energia potenziale e dell'energia cinetica lungo una lunghezza d'onda o un multiplo di questa e dividendo per il volume considerato. Nel caso di onde progressive, poichè l'energia è localizzata per metà sotto forma di energia potenziale e per metà sotto forma di energia cinetica, la densità media può anche ottenersi semplicemente integrando due volte l'energia potenziale o quella cinetica.

L'energia cinetica è espressa, nel caso di onde piane, da $C = (1/2)\,\rho\,U^2$, l'energia potenziale da $W = (1/2)\,(P^2/\rho\,c^2)$, e quindi la densità media di energia risulta:

$$E = \frac{1}{m\lambda}\int_x^{x+m\lambda}(C+W)\,dx = \frac{1}{2}\rho\left\{\frac{1}{m\lambda}\int_x^{x+m\lambda}U^2\,dx + \frac{1}{m\lambda}\int_x^{x+m\lambda}\frac{P^2}{\rho^2 c^2}\,dx\right\},$$

dove λ è la lunghezza d'onda ed m un numero intero qualunque.

Sostituendo a P e U il loro valore, espresso dalle equazioni di propagazione:

$$U = A\,\text{sen}\,\frac{\omega}{c}\,x + B\cos\frac{\omega}{c}\,x$$

$$P = j\,\zeta_0\left(A\cos\frac{\omega}{c}\,x - B\,\text{sen}\,\frac{\omega}{c}\,x\right),$$

risulta:

$$E = \frac{1}{2}\rho\,(\,|\,A\,|^2 + |\,B\,|^2\,)\,.$$

Nel caso di onde progressive è semplicemente:

$$E = \rho\,|\,A\,|^2\,.$$

Definito l'isolamento come uguale al livello relativo delle densità medie di energia nell'ambiente disturbante ed in quello disturbato, si perviene alla espressione:

$$I_E = 10\log\frac{|\,A_1\,|^2 + |\,B_1\,|^2}{|\,A_2\,|^2 + |\,B_2\,|^2}\,.$$

(18) P. Lombardi e G. Sacerdote: loc. cit.

APPENDICE II.

Intensità di un'onda sonora.

Si definisce [19] come intensità di un'onda sonora l'energia che nell'unità di tempo passa attraverso la superficie unitaria normale alla direzione di propagazione.

Per onde piane l'intensità viene espressa dal prodotto scalare:

$$P \times U = |P| \, |U| \cos \varphi ,$$

indicando con φ la differenza di fase fra pressione e velocità.

Scritte le equazioni di propagazione sotto la forma:

$$U = (A' + j\,A'') \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} x + (B' + j\,B'') \cos \frac{\omega}{c} x$$

$$P = j\,\zeta_0 \, (A' + j\,A'') \cos \frac{\omega}{c} x - (B' + j\,B'') \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} x ,$$

l'intensità risulta espressa da:

$$J = \zeta_0 \,(A' B'' - A'' B') = \zeta_0 \,| A \wedge B | .$$

L'intensità non è funzione di x; definito l'isolamento come livello relativo dell'intensità nel primo e nel secondo ambiente, si perviene alla espressione:

$$I_J = 10 \log \frac{| A_1 \wedge B_1 |}{| A_2 \wedge B_2 |} .$$

Si consideri ora un tubo di lunghezza l, alimentato ad un estremo a velocità U_0, chiuso da una impedenza acustica specifica ζ'; si ha che le costanti A_1 e B_1 della equazione di propagazione sono:

$$A_1 = \frac{\zeta' \, U_0}{\zeta' \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l + j\,\zeta_0 \cos \frac{\omega}{c} l}$$

$$B_1 = \frac{j\,\zeta_0 \, U_0}{\zeta' \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l + j\,\zeta_0 \cos \frac{\omega}{c} l} ;$$

l'intensità sonora risulta espressa da:

$$J_l = \zeta_0 \,| A \wedge B | = \frac{\zeta_0 \, U_0^2 \, | j\,\zeta_0 \wedge \zeta |}{| \zeta' \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l + j\,\zeta_0 \cos \frac{\omega}{c} l |^2} .$$

---

[19] P. Lombardi e G. Sacerdote: loc. cit.

Si supponga ora che l'impedenza sia costituita da un quadripolo di costanti α_{11}, α_{22}, α_{12}, α_{21} chiuso sulla impedenza caratteristica specifica dell'aria; si avrà:

$$\zeta' = \frac{P_1}{U_1} = \frac{\alpha_{11}\,\zeta_0 - \alpha_{21}}{\alpha_{22} - \alpha_{12}\,\zeta_0} .$$

Nel secondo ambiente, in regime di onde progressive si ha $J_2 = \rho\, c\, U_2^2$, e tenendo conto della relazione data dal quadripolo fra U_1 ed U_2 si ha:

$$J_2 = \frac{-\zeta_0^3\, U_0}{\left| \zeta' \operatorname{sen} \frac{\omega}{c} l + j\,\zeta_0 \cos \frac{\omega}{c} l \right|^2 \left| \alpha^2_{22} - \alpha_{12}\,\zeta_0 \right|^2} .$$

L'isolamento risulta quindi in definitiva espresso da:

$$I_J = 10 \log \frac{| A_1 \wedge B_1 |}{| A_2 \wedge B_2 |} = 10 \log \left[\frac{1}{\zeta_0} \left| \alpha_{22} - \alpha_{12}\,\zeta_0 \right|^2 \left| j \wedge \zeta' \right| \right] .$$

Il modulo del prodotto vettoriale $j \wedge \zeta'$ rappresenta la parte reale di ζ'; sostituendo a ζ' il suo valore dato da:

$$\zeta' = \frac{\alpha_{11}\,\zeta_0 - \alpha_{21}}{\alpha_{22} - \zeta_0\,\alpha_{12}} ,$$

e posto $\alpha_{np} = \alpha'_{np} + j\,\alpha''_{np}$, si perviene alla seguente relazione, che si presenta sotto forma particolarmente comoda per i calcoli:

$$I_J = 10 \log \left[\left(\alpha'_{11} - \frac{\alpha'_{21}}{\zeta_0} \right) (\alpha'_{22} - \alpha'_{12}\,\zeta_0) + \left(\alpha''_{11} - \frac{\alpha''_{21}}{\zeta_0} \right) (\alpha''_{22} - \alpha''_{12}\,\zeta_0) \right] .$$

Questa relazione può anche essere scritta sotto la forma seguente:

$$I_J = 10 \log \left[\left(\alpha_{11} - \frac{\alpha_{21}}{\rho\, c} \right) \times (\alpha_{22} - \rho\, c\, \alpha_{12}) \right] .$$

IL MAGNETRON CON CAMPO MAGNETICO INCLINATO COME GENERATORE DI MICROONDE

NELLO CARRARA

Facendo seguito ad uno studio precedente sul movimento degli elettroni nel magnetron, impiegato come generatore di microonde, si dà ragione dei vantaggi che si ottengono quando la direzione del campo magnetico è obliqua rispetto a quella del catodo.

1. — Gli elettroni emergenti dal filamento di un diodo, che supponiamo ad elettrodi cilindrici, accelerati verso la placca da un campo elettrico radiale e deviati da un campo magnetico avente la direzione del catodo, percorrono traiettorie giacenti in piani normali al campo magnetico; non appena questo supera un certo valore « critico », le traiettorie non incontrano la placca e, conseguentemente, la corrente anodica, che si mantiene costante finchè il campo magnetico ha un valore inferiore a quello critico, cade bruscamente a zero. Il diodo, usato in queste condizioni (magnetron di Hull), può alimentare, in circuiti esterni appropriati, correnti oscillanti di frequenza elevatissima.

È stato inoltre provato (1) che, orientando il campo magnetico in modo che formi un angolo α abbastanza piccolo (non superiore a 10°) con il filamento, queste oscillazioni si innescano molto più facilmente, raggiungendo anche, per opportuni valori di α, maggiori potenze oscillatorie.

Il valore del campo critico H_c è legato al potenziale anodico V_a e al raggio R dell'anodo dalla formula:

$$H_c^2 = \frac{8\,m}{e}\,\frac{V_a}{R^2} \tag{1}$$

(m massa ed e carica dell'elettrone), che vale qualunque sia la distribuzione del campo elettrico (purchè radiale) e, perciò, qualunque sia la distribuzione della carica spaziale (purchè il suo valore dipenda solo dalla distanza dal filamento). Poichè si è supposto che il diodo abbia elettrodi cilindrici, il potenziale V_r, ad una distanza r dal filamento, nell'ipotesi di carica spaziale nulla,

(1) A. Slutzkin e D. Steinberg: Ann. d. Phys., 1929, I, p. 658.
I. Ranzi: Nuovo Cimento, 1929, VI, p. 249 e 310.

è dato da:

$$V_r = V_a \frac{\log (r/r_0)}{\log (R/r_0)}$$

ove r_0 indica il raggio del filamento. Per r_0 tendente a zero, si ottiene:

$$V_r = V_a \,.$$

Quando il rapporto r_0/R è molto piccolo, come accade in realtà, si è dunque portati a considerare il campo elettrico come se fosse concentrato in una guaina, di spessore molto sottile, avvolgente il filamento, e nullo in tutto il rimanente spazio interelettrodico. Allora gli elettroni acquistano tutta la loro forza viva nell'attraversamento della guaina, per muoversi in seguito con velocità costante.

La forma delle traiettorie diventa, in tali ipotesi, circolare, e il tempo che gli elettroni impiegano a percorrerle è:

$$t = \frac{2 \pi m}{H e} \,. \tag{2}$$

È stato riconosciuto [2] che codesto tempo è dell'ordine di grandezza del periodo delle correnti oscillanti, che il magnetron può alimentare nei circuiti esterni; le lunghezze d'onda corrispondenti sono date da:

$$\lambda = 2 \pi c \frac{m}{e} \frac{1}{H}$$

(c velocità della luce).

Esprimendo H in oersted e λ in centimetri, si ottiene:

$$\lambda = 10650 \frac{1}{H} \,. \tag{3}$$

I valori di λ che si ricavano da questa formula sono inferiori a quelli che si ottengono sperimentalmente, perchè le condizioni reali di funzionamento differiscono da quelle supposte riguardo alla carica spaziale ed alla distribuzione di V_r; inoltre le traiettorie elettroniche non possono non essere deformate dai potenziali alternativi che, per la presenza delle correnti oscillanti nei circuiti esterni, si sovrappongono ai potenziali continui.

Conviene dunque modificare le formule precedenti in questa guisa:

$$t = 2 \pi \frac{m}{e} (1 + \eta) \frac{1}{H} \tag{4}$$

$$\lambda = 10650 \, (1 + \eta) \frac{1}{H} \,. \tag{5}$$

---

[2] K. Okabe: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 652.

Secondo le osservazioni sperimentali (3) il valore di η può salire fino al 60 %.

L'intervento delle cause perturbanti il periodo, si manifesta dunque come un'alterazione apparente del rapporto m/e, secondo il coefficiente $(1 + \eta)$.

2. — Nelle prime ricerche sul magnetron, come generatore di microonde, furono usati diodi ordinari ad elettrodi cilindrici e, successivamente, diodi con l'anodo diviso in due o più sezioni.

Il comportamento del magnetron ad anodo intero, per $\alpha = 0$ ed $H > H_c$, può essere senz'altro ricondotto a quello degli oscillatori a triodi con campo frenante (griglia positiva) di Barkhausen e Kurz. Infatti, appare naturale di attribuire l'attitudine del magnetron alla generazione di microonde, soltanto alla componente del movimento

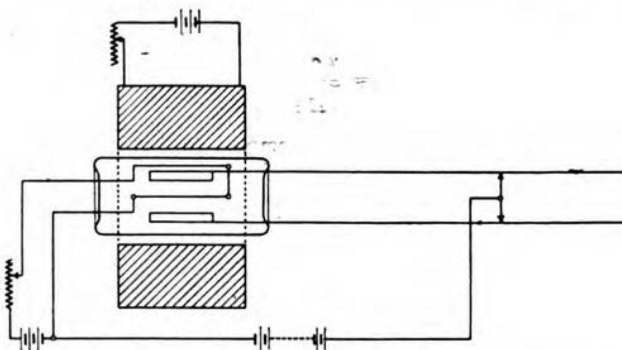


Fig. 1 — Schema dell'oscillatore a magnetron per microonde.

degli elettroni lungo il raggio vettore; movimento che è oscillatorio come quello che avviene nei triodi a campo frenante.

Più complesso si presenta il caso del magnetron ad anodo diviso in due sezioni eguali, semicilindriche: le due sezioni, in assenza di oscillazioni, sono sottoposte al medesimo potenziale positivo elevato rispetto al filamento, e ad esse è connesso il circuito oscillatorio esterno. Questo è generalmente costituito da una coppia di fili di Lecher secondo lo schema di fig. 1 (mentre nel caso del magnetron ad anodo intero il circuito oscillatorio è connesso con la placca e con il filamento).

Anche per questo tipo di magnetron, il periodo delle oscillazioni elettriche ottenibili è dello stesso ordine di grandezza del tempo che gli elettroni impiegano a percorrere le loro orbite (in assenza di oscillazioni); il che ha fatto credere che il meccanismo della generazione fosse il medesimo di quello del magnetron ad anodo intero, che cioè l'attitudine alla generazione fosse dovuta sol-

(3) E. C. Megaw: J. I. E. E., 1933, LXX, p. 313.
G. De Fassi e G. Salom: A. F., 1934, III, p. 395.

tanto alla componente del moto degli elettroni lungo il raggio vettore: il magnetron ad anodo sezionato avrebbe dunque un comportamento analogo a quello degli oscillatori in controfase (3). Ma, se così fosse, sezionando la placca di un triodo di Barkhausen e Kurz, e connettendo un circuito oscillatorio con le due sezioni, si dovrebbe avere la possibilità di ottenere oscillazioni elettriche ad altissima

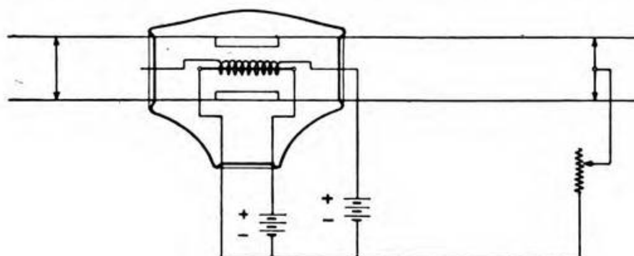


Fig. 2. — Schema di un oscillatore a campo frenante per microonde, con anodo sezionato.

frequenza, con le stesse modalità con cui si ottengono col magnetron ad anodo sezionato. Invece un triodo, montato secondo lo schema di fig. 2, praticamente non oscilla, mentre, se è disposto secondo lo schema consueto di fig. 3 (lasciando libera una semiplacca), oscilla facilmente e con potenza relativamente notevole, su lunghezze d'onda dell'ordine di 50 cm. (In fig. 4 è riportata la fotografia del tubo).

Non è dunque sufficiente prendere in considerazione la sola componente radiale del moto degli elettroni; l'attenzione deve es-

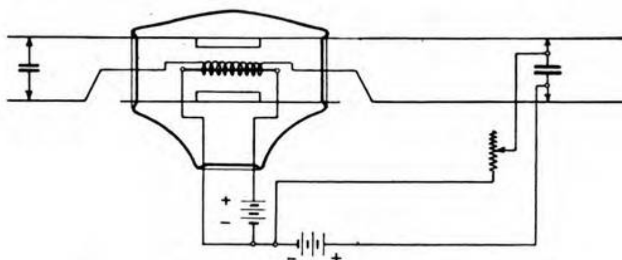


Fig. 3. — Altro schema di oscillatore a campo frenante.

sere anche rivolta al loro passaggio attraverso il piano separante le due sezioni anodiche; il che taluni hanno fatto (4), mettendo inoltre in calcolo i potenziali alternativi sovrapposti, in regime oscillatorio, ai potenziali continui.

Il magnetron, con la placca divisa in una o più coppie di sezioni, può generare oscillazioni ad elevatissima frequenza, quando

(4) M. Ponte: Onde Él., 1934, XIII, p. 493.

il tubo è immerso in un campo magnetico di valore molto superiore a quello critico, con modalità del tutto diverse, come è stato messo in luce in un recente interessantissimo lavoro (5). Le oscillazioni di questo nuovo tipo, la cui frequenza diminuisce con il crescere di *H*, contrariamente a quanto accade nei casi consueti, sono state chiamate « oscillazioni di campo rotante ». La loro importanza è veramente notevole, per le elevate potenze (alcune decine di watt) e per gli ottimi rendimenti (fino al 60 %) che si possono raggiungere, su lunghezze d'onda dell'ordine dei 50 cm.



Fig. 4. — Tubo ad anodo sezionato (il filamento è acceso).

In qualunque modo vengano generate le microonde, l'energia necessaria al loro mantenimento è fornita dalla sorgente del potenziale anodico, grazie all'intervento degli elettroni, in moto nell'interno del tubo. Le traiettorie elettroniche, previste in assenza di oscillazioni, diventano tanto più deformate quanto più elevati sono i potenziali alternativi: nel caso delle oscillazioni « di campo rotante » le traiettorie, che per $\alpha = 0$ e in assenza di carica spaziale dovrebbero essere circonferenze, sono spirali.

In quanto segue esaminiamo il fatto, del quale finora non è stata data alcuna spiegazione, che è sempre vantaggioso, e spesso necessario, inclinare il campo magnetico di un angolo appropriato rispetto alla direzione del filamento; limitandoci a considerare gli oscillatori a magnetron ordinari, nei quali i potenziali alternativi sono di gran lunga inferiori al potenziale anodico continuo, tanto

(5) K. Posthumus: W. E. a. E. W., 1935, XII, p. 126.

da poter addirittura trascurare le deformazioni delle orbite elettroniche. Non consideriamo quindi le oscillazioni di campo rotante, che per altro si presentano con modalità del tutto speciali.

3. — In un precedente lavoro (6) è stata trovata la forma delle traiettorie percorse dagli elettroni quando α è diverso da zero, introducendo le consuete ipotesi semplificative e cioè ritenendo:

a) trascurabile la carica spaziale,

b) trascurabile il campo elettrico in tutto lo spazio interelettrodico, ad eccezione di una sottilissima guaina, avvolgente il filamento,

c) trascurabili le deformazioni delle traiettorie, provocate dai potenziali elettrici alternativi.

In tali ipotesi, le traiettorie risultano eliche, avvolte su cilindri, il cui asse è parallelo alla direzione del campo magnetico. Così, la

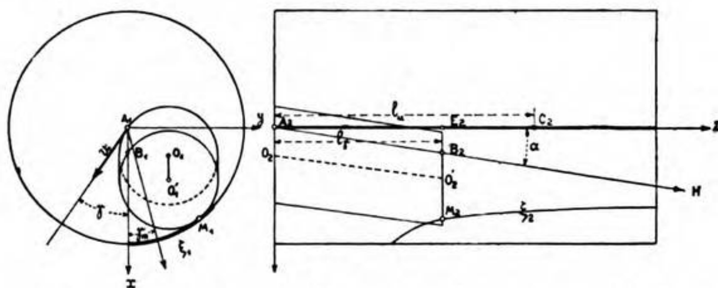


Fig. 5. — Costruzione grafica delle zone anodiche sottoposte a bombardamento elettronico, in un magnetron con elettrodi cilindrici, quando la direzione del campo magnetico è obliqua rispetto a quella del catodo.

traiettoria di un elettrone uscente dall'estremo sinistro A del filamento (le proiezioni di A su un piano normale al catodo, e sul piano passante per il catodo stesso e parallelo alla direzione del campo magnetico, sono A_1, A_2, nella fig. 5), in una direzione individuata dall'angolo γ (nella figura $\gamma < 0$), è un'elica che si avvolge sul cilindro di asse $O\,O'$ (le cui proiezioni sono $O_1\,O_1'$, $O_2\,O_2'$). Per α assai piccolo, il diametro d e il passo p dell'elica sono:

$$[6] \qquad d = \sqrt{\frac{8m}{e}}\,\frac{\sqrt{V_a}}{H} \quad , \quad p = \pi\, d\, \alpha \cos\gamma \ ,$$

e l'incontro fra l'elettrone e la placca avviene nell'interno del punto $M \equiv M_1$, M_2.

Il luogo dei punti M, per gli elettroni uscenti da A, è una linea ξ, le cui proiezioni sono rispettivamente ξ_1 e ξ_2. La linea

(6) N. CARRARA: A. F., 1935, IV, p. 20.

individua dunque quella ristretta striscia nella quale la placca viene colpita dagli elettroni provenienti da A; ove, per altro, possono arrivare solo elettroni la cui velocità iniziale formi con l'asse x un angolo γ compreso fra $-\pi/2$ e un certo valore massimo γ_m. Le stesse considerazioni e costruzioni si possono ripetere per tutti i punti del filamento, di varia z. In generale il valore di γ_m è dato da:

$$[7] \qquad \operatorname{sen} \gamma_m = \frac{(l-z)^2 \alpha^2 + R d - R^2}{d (l - z) \alpha} .$$

Si riconoscono allora sulla placca due zone, tratteggiate nello schizzo di fig. 6, ove affluiscono elettroni. Su quella anteriore arrivano elettroni di z compresa fra A e C, e di γ compreso fra $-\pi/2$

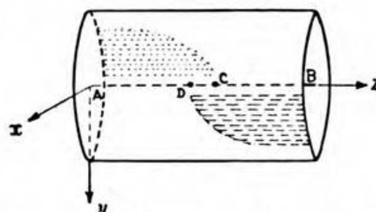


Fig. 6. — Schizzo delle zone anodiche bombardate dagli elettroni.

e γ_m; sull'altra, analogamente, arrivano elettroni di z compresa fra B e D, e di γ compreso fra $\pi/2$ e un conveniente γ_m. Gli elettroni non compresi nei limiti su riferiti, non arrivano all'anodo.

I due segmenti AC, BD, da cui arrivano gli elettroni alle due zone, hanno la lunghezza:

$$[8] \qquad l_u = l - \frac{R - d}{\alpha}$$

(l lunghezza del filamento).

Possiamo facilmente esprimere anche la lunghezza del segmento di generatrice AB (di proiezioni $A_1 B_1$, $A_2 B_2$, nella fig. 5) per ogni cilindro su cui è avvolta un'elica percorsa da un elettrone; segmento limitato a un estremo dal punto di partenza dell'elettrone e all'altro estremo dal punto di intersezione della generatrice stessa col piano normale al catodo e passante per il punto d'incontro dell'elettrone con la placca.

Tale lunghezza, l_γ, risulta funzione dell'angolo γ sotto il quale l'elettrone viene a scostarsi dal catodo; indicando con $1-\varepsilon$ il rapporto d/R, fra il diametro del cilindro e il raggio della placca, che è assai vicino ad 1 quando il campo magnetico non supera di molto il valore critico, essa è [7]:

$$l_\gamma = R \frac{(1-\varepsilon) \operatorname{sen} \gamma + \sqrt{(1-\varepsilon)^2 \operatorname{sen}^2 \gamma + 4 \varepsilon}}{2 \alpha} .$$

---

(7) Vedi appendice.

Il numero delle spire n_γ che l'elettrone considerato percorre, prima di imbattersi nella placca, è dunque dato da:

$$n_\gamma = \frac{l_\gamma}{p} = \frac{(1-\varepsilon)\,\mathrm{sen}\,\gamma + \left\{(1-\varepsilon)^2\,\mathrm{sen}^2\,\gamma + 4\,\varepsilon\right\}^{1/2}}{2\,\pi\,\alpha^2 \cos\gamma\,(1-\varepsilon)}\,,$$

(p essendo il passo dato dalla [6]), cioè da:

$$n_\gamma = \frac{1}{2\,\pi\,\alpha^2}\,f(\gamma)\,,$$

ove, con buona approssimazione:

$$f(\gamma) = \frac{\mathrm{sen}\,\gamma + (\mathrm{sen}^2\,\gamma + 4\,\varepsilon)^{1/2}}{\cos\gamma}\,.$$

Si noti subito che la $f(\gamma)$ ha valori grandissimi per γ vicino a

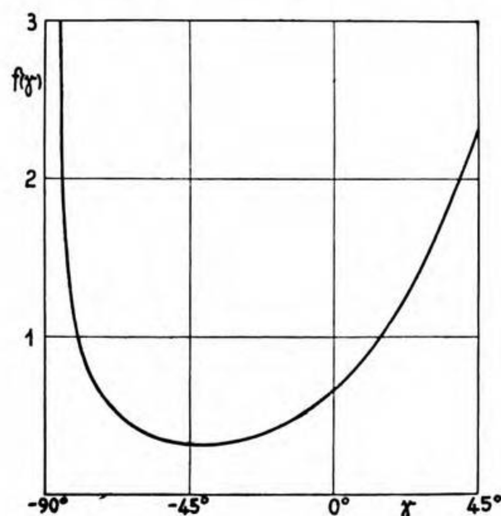


Fig. 7. — Modo di variare del numero di spire di elica, che gli elettroni percorrono prima di imbattersi nella placca, in funzione dell'angolo sotto il quale emergono dal catodo: per $-90° < \gamma < 45°$.

$-\pi/2$, tendendo ad ∞ col tendere di γ a $-\pi/2$, mentre per $\gamma = 0$ assume il valore molto piccolo $2\sqrt{\varepsilon}$. L'andamento di una tale funzione è rappresentato nelle fig. 7 e 8, per $d/R = 0{,}9$, $\varepsilon = 0{,}1$: valore che si incontra nei casi sperimentali.

4. — Come già abbiamo detto nel § 2, l'energia necessaria al mantenimento delle correnti oscillanti nei circuiti esterni, qualunque sia il modo con il quale sono generate, è fornita dalla sorgente

del potenziale anodico, grazie agli elettroni in moto nell'interno del tubo.

Immaginiamo allora la superficie catodica divisa, nel senso della lunghezza, in strisce di ampiezza infinitesima, ognuna individuata da un valore dell'angolo γ. Gli elettroni che arrivano alla zona an-

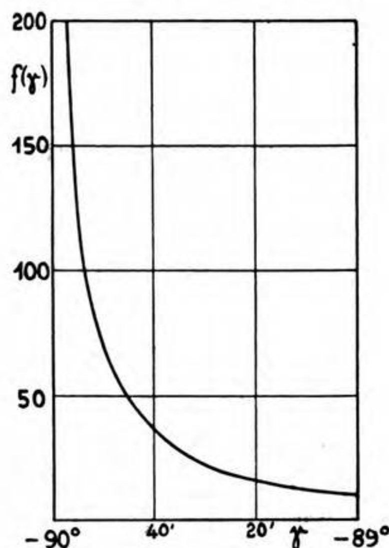


Fig. 8. — Modo di variare del numero di spire di elica, che gli elettroni percorrono prima di imbattersi nella placca, in funzione dell'angolo sotto il quale emergono dal catodo: per $-90^\circ < \gamma < -89^\circ$.

teriore (fig. 6) della placca, provengono da quelle strisce cui corrispondono valori di γ compresi fra $-\pi/2$ e γ_m (valutato per $z = 0$); per altro di ogni striscia è utilizzata soltanto la porzione di lunghezza:

$$z_\gamma = l - l_\gamma \cos\alpha ,$$

che, per la supposta piccolezza di α, può scriversi:

$$z_\gamma = l - l_\gamma .$$

Nel caso che andiamo studiando, e per le ipotesi introdotte, appare naturale di ammettere che l'energia apportata al circuito esterno dagli elettroni provenienti da una determinata striscia, dipenda dal numero totale di spire che essi percorrono, prima di arrivare alla placca. Tale numero è proporzionale a $n_\gamma z_\gamma$.

Finchè l'energia oscillatoria è trascurabile in confronto con l'energia con la quale gli elettroni vengono espulsi dalla guaina catodica, si può ammettere che la legge di dipendenza sia una legge di semplice proporzionalità; ma, poichè il prodotto $n_\gamma z_\gamma$ tende all'infinito col tendere di γ da destra a $-\pi/2$, la cessione di energia, a

partire da un certo valore di γ in poi, diventerà tanto rilevante da non poter più proseguire in modo proporzionale.

Esprimeremo allora l'energia ceduta da ogni striscia nel modo seguente:

$$d E = \varphi(\gamma)\, n_\gamma\, z_\gamma\, d\gamma ,$$

ove $\varphi(\gamma)$ è una funzione di γ tale che il prodotto $\varphi(\gamma)\, n_\gamma\, z_\gamma$ si mantenga sempre finito. La potenza oscillatoria che affluisce alla placca è allora:

$$P = G \int_0^{l_u} dz \int_{-\pi/2}^{\gamma_m} \varphi(\gamma)\, n_\gamma\, z_\gamma\, d\gamma ,$$

dove G è un'opportuna costante.

Il prodotto $n_\gamma\, z_\gamma$ assume valori molto limitati, finchè γ (che non supera mai nei casi pratici i 30°-40°) non differisce da $-\pi/2$ di un angolo di poche diecine di primi a destra; mentre già quando γ differisce da $-\pi/2$ di un angolo δ di alcuni gradi (in pratica oltre la decina), z_γ si confonde con l_u, sicchè potremo scrivere:

$$P = G \int_0^{l_u} dz \left\{ \int_{-(\pi/2)+\delta}^{\gamma_m} \varphi(\gamma)\, n_\gamma\, z_\gamma\, dz + \int_{-\pi/2}^{-(\pi/2)+\delta} \varphi(\gamma)\, n_\gamma\, l_u\, d\gamma \right\} ,$$

ove, per le considerazioni svolte, il primo dei due integrali compresi fra parentesi appare trascurabile in confronto con il secondo.

Dunque, scrivendo per disteso n_γ ed l_u, e conglobando in una unica funzione $\psi(\gamma)$ tutte le grandezze che non dipendono da α, si ottiene:

$$P = A(\alpha) \cdot B ,$$

ove:

$$A(\alpha) = \frac{\alpha - \dfrac{R}{l}(1-\varepsilon)}{\alpha^3} , \quad B = \int_{-\pi/2}^{-(\pi/2)+\delta} \psi(\gamma)\, d\gamma .$$

Il valore massimo per $A(\alpha)$ si ha quando α assume il valore α_m, dato da:

[9] $$\alpha_m = \frac{3}{2}\frac{R}{l}(1-\varepsilon) .$$

Abbiamo dunque trovato che, per angoli di inclinazione appropriati del campo magnetico, la potenza oscillatoria deve passare per un massimo.

L'espressione di $A(\alpha)$ può ridursi a:

$$A(\alpha) = \frac{1}{\alpha_m^2}\frac{x - 2/3}{x^3}$$

(indicando con x il rapporto α/α_m), e per $x = 1$:

$$A(\alpha_m) = \frac{1}{\alpha_m^2} \frac{1}{3} .$$

Quindi, indicando con y il rapporto P/P_m, ove P_m è il valore di P per $\alpha = \alpha_m$, si ottiene:

[10] $$y = \frac{3x - 2}{x^3} .$$

I valori di y, in funzione di x, sono rappresentati in fig. 9.

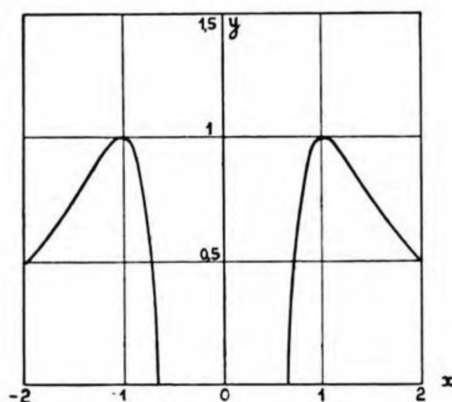


Fig. 9. — Modo di variare della potenza oscillatoria fornita dal magnetron, in funzione dell'angolo di inclinazione del campo magnetico rispetto al catodo.

Non si considerano valori di $|x|$ compresi fra 0 e 2/3, perchè in questo intervallo α è tale che nessun elettrone può arrivare alla placca; nè valori di $|x|$ superiori a 2, perchè tutta la teoria è svolta per angoli non superiori a 10°; come vedremo, i valori che più frequentemente si incontrano per α_m si aggirano intorno ai 4°.

5. — Eseguiamo ora il confronto fra i risultati forniti dalla teoria precedentemente svolta, ed i risultati rilevati dalle esperienze di De Fassi e Salom (8). Essi usarono principalmente due magnetron: il N° 3 e il N° 4; riportiamo nella tabella I i dati relativi.

---

(8) Vedi nota (3).

TABELLA I.

	Magnetron N° 3	Magnetron N° 4
Lunghezza della placca l .... cm	2,5	2,5
Raggio della placca R .... »	1	0,75
Campo applicato H .... oersted	310	390
Tensione anodica V_a .... volt	1200	1075
Lunghezza d'onda ottenuta λ .... cm	44	36
Campo critico $H_c = \frac{10650}{\lambda}$ .... oersted	242	296
Lunghezza d'onda prevista $\lambda_1 = \frac{10650}{H}$ .. cm	34,4	27,3
$1 + \eta$	1,29	1,32

Dalla tabella I si rileva il valore che occorre assegnare al binomio $1 + \eta$ (§ 1) per tener conto delle cause che deformano le traiettorie elettroniche.

Nelle tabelle II e III riportiamo i valori degli angoli di inclinazione più favorevoli, α_m, ottenuti nelle esperienze; quelli previsti secondo la [9], che qui scriviamo per disteso:

$$\alpha_m = \frac{3}{2} \frac{R - \sqrt{\frac{8m}{e}} \frac{\sqrt{V_a}}{H}}{l} ;$$

e quelli previsti secondo la formula:

$$\alpha_{2m} = \frac{3}{2} \frac{R - \sqrt{\frac{8m}{e}(1 + \eta)} \frac{\sqrt{V_a}}{H}}{l} ,$$

nella quale è stato introdotto il binomio di correzione $1 + \eta$ a cui è stato assegnato il valore desunto dalla tabella I.

Per quanto riguarda il magnetron N° 3, è stata calcolata anche un'altra serie di valori α'_{2m}, con un binomio di correzione un poco maggiore di quello rilevato dalla tabella I (1,35 invece che 1,29).

TABELLA II.

Magnetron N° 3: $l = 2,5$ cm, $R = 1$ cm, $H = 310$ oersted.				
V_a volt	α_m	α_{1m}	α_{2m}	α'_{2m}
1100	4° 15′	9° 40′	5° 50′	5° 20′
1200	4°	8° 40′	4° 50′	4° 19′
1300	3°	7° 30′	3° 50′	2° 50′
1400	1° 40′	6° 25′	2° 30′	1° 40′

TABELLA III.

Magnetron N° 4: $l = 2,5$ cm, $R = 0,75$ cm, $H = 390$ oersted.			
V_a volt	α_m	α_{1m}	α_{2m}
900	4°	7° 50′	5° 10′
1000	4°	7°	4° 5′
1100	3°	6° 10′	3° 5′
1150	2° 45′	5° 5′	2° 40′

La concordanza tra i valori misurati e i valori calcolati (α'_{2m} per il magnetron N° 3) tenendo conto del binomio di correzione, è abbastanza soddisfacente: l'ordine di grandezza e l'andamento degli angoli calcolati sono in accordo con i dati sperimentali; e non bisogna dimenticare che questi dati sono inevitabilmente affetti da errori piuttosto rilevanti a causa della delicatezza delle misure che occorre eseguire. Si può anche notare che il valore che si assegna al binomio di correzione ha una grande influenza sui risultati finali, come emerge dal confronto fra i valori di α_{2m} e α'_{2m}, ottenuti rispettivamente con i binomi di correzione 1,29, 1,35: non soltanto i valori di α'_{2m} sono più piccoli dei corrispondenti di α_{2m}, ma seguono assai meglio l'andamento dei valori di α_m.

Infine, e questo ha una importanza anche più notevole, l'andamento di y in funzione di x, che si può osservare nella fig. 9, è analogo a quello delle curve delle fig. 10 e 11 (tratte dal lavoro citato di De Fassi e Salom), specialmente a quello delle curve di parametro 1100 volt.

Poichè i risultati della teoria svolta sono in accordo soddisfacente con i dati sperimentali, ci sembra di poter concludere che la

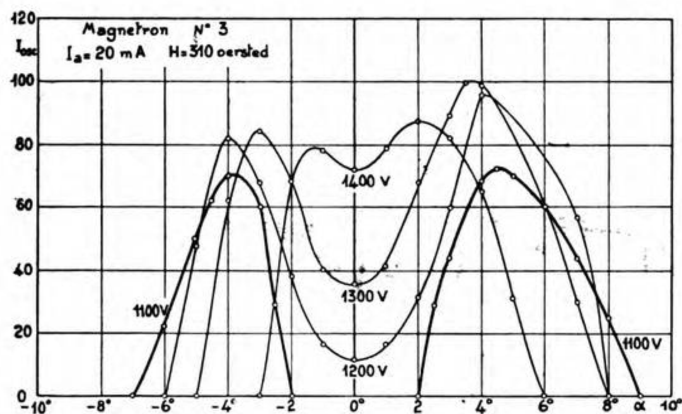


Fig. 10. — Intensità della corrente oscillante nel magnetron N° 3, in funzione dell'inclinazione del campo magnetico H rispetto al catodo, per diversi valori della tensione anodica V_a (I_a è la corrente anodica).

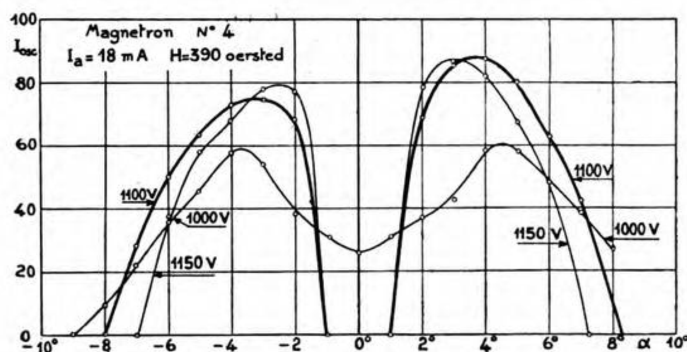


Fig. 11. — Intensità della corrente oscillante nel magnetron N° 4, in funzione della inclinazione del campo magnetico H rispetto al catodo, per diversi valori della tensione anodica V_a (I_a è la corrente anodica).

teoria stessa giustifichi assai bene la necessità di inclinare il campo magnetico di un angolo appropriato rispetto alla direzione del filamento, e i vantaggi che se ne ottengono.

Livorno, aprile 1935-XIII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

APPENDICE

Consideriamo il triangolo $A_1\,O_1\,O'_1$ (fig. 5); da esso ricaviamo:

$$\overline{A_1\,O'_1}^2 = \overline{A_1\,O_1}^2 + \overline{O_1\,O'_1}^2 - 2\,\overline{A_1\,O_1}\cdot\overline{O_1\,O'_1}\cos\widehat{A_1\,O_1\,O'_1}\,.$$

Ma:

$$\overline{A_1\,O_1} = \frac{d}{2} = \frac{1}{2}R\,(1-\varepsilon)\,,$$

$$\overline{A_1\,O'_1} = R - \frac{d}{2} = \frac{1}{2}R\,(1+\varepsilon)\,,$$

$$\widehat{A_1\,O_1\,O'_1} = \frac{\pi}{2} - \gamma\,,$$

$$\cos\widehat{A_1\,O_1\,O'_1} = \operatorname{sen}\gamma\;;$$

indicando con x il segmento $\overline{O_1\,O'_1}$, otteniamo:

$$x = R\,\frac{(1-\varepsilon)\operatorname{sen}\gamma \pm \sqrt{(1-\varepsilon)^2\operatorname{sen}^2\gamma + 4\,\varepsilon}}{2}\,.$$

Finalmente:

$$l\gamma = \frac{\overline{E_2\,B_2}}{\alpha} = \frac{x}{\alpha}\,,$$

essendo α assai piccolo.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

L. P. Delsasso — **La misura dell'altezza e dell'inclinazione di un velivolo col metodo dell'eco.** (J.A.S.A., luglio 1934, VI, 1, pag. 1-15, con 16 fig.).

La conoscenza del tempo impiegato da un impulso sonoro, emesso da un velivolo in moto, e ritornare dopo riflessione al velivolo stesso, può servire a determinarne la distanza dalla superficie riflettente.

Fig. 1. — Principio dell'inclinometro acustico.

Un confronto fra la frequenza dell'eco e quella del suono emesso rende possibile il calcolo dell'inclinazione del velivolo rispetto alla superficie.

Si suppone quest'ultima perfettamente riflettente e si indica con v la velocità del velivolo, inclinato di un angolo α rispetto alla superficie riflettente. La velocità del suono nell'aria sia C, e si indichi con p il rapporto C/v. Con riferimento alle notazioni di fig. 1 si suppone il velivolo diretto da A verso B: il tratto AB venga percorso in un secondo (sia cioè di lunghezza v), mentre il suono

percorre una distanza C. La componente della velocità del velivolo nella direzione AO è $v_1 = v \cos \theta$; la lunghezza d'onda del suono che procede in tale direzione risulta, per effetto Doppler, $\lambda_1 = (C - v \cos \theta)/n_s$, ove n_s è la frequenza emessa dal velivolo. La frequenza n_O ricevuta da un osservatore in O è:

$$n_O = n_s \frac{C}{C - v \cos \theta};$$

la frequenza n_r ricevuta dopo la riflessione diviene:

$$n_r = n_O \frac{C - v \cos \varphi}{C} = n_s \frac{p - \cos \varphi}{p - \cos \theta}.$$

In base ad alcune osservazioni di carattere trigonometrico si perviene alla relazione finale:

$$n_r = n_s \frac{p^2 - \cos^2 \alpha + \operatorname{sen} \alpha \sqrt{p^2 - \cos^2 \alpha}}{p^2 - \cos^2 \alpha - \operatorname{sen} \alpha \sqrt{p^2 - \cos^2 \alpha}}$$

Una rappresentazione polare rende evidenti i risultati raggiunti: se si assumono come argomento l'inclinazione α e come raggio il



Fig. 2. — Diagramma di funzionamento di un inclinometro acustico per una determinata velocità del velivolo.

rapporto n_r/n_s, i punti di egual p (per p sufficientemente elevato, come avviene in pratica) sono su un cerchio (fig. 2), il cui centro dista dall'origine di $2p/(p^2 - 1)$, e il cui raggio è eguale a $(p^2 + 1)/(p^2 - 1)$.

Alcune prove sperimentali hanno dato buona conferma delle formule teoriche ora citate.

Con ulteriori sviluppi si possono determinare i coefficienti correttivi da applicare alle distanze misurate con altimetri acustici, per tener conto della inclinazione del velivolo.

Le cause che rendono difficile ed incerto l'uso degli altimetri e degli inclinometri acustici sono essenzialmente tre: i rumori parassiti dovuti al velivolo, i quali disturbano la misura; l'assorbi-

mento del suono per effetto dell'aria e per effetto di vortici; l'assorbimento del suono da parte del suolo.

Numerose ricerche sono state eseguite per determinare ed analizzare i rumori caratteristici emessi da un velivolo: una serie importante di suoni risulta della frequenza eguale al prodotto del numero delle pale dell'elica per il numero di giri al secondo dell'elica stessa, e delle armoniche di tale frequenza. Si nota che in generale le armoniche superiori hanno intensità via via decrescente. Si riscontrano a volte anche frequenze eguali al semplice numero dei

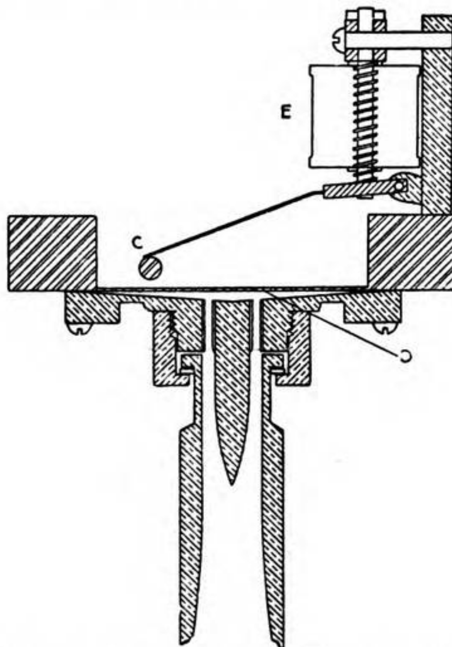


Fig. 3. — Sorgente sonora dell'altimetro acustico.

giri dell'elica, con le relative armoniche. La frequenza fondamentale è in generale inferiore a 100 Hz; quindi le armoniche sono molto ravvicinate fra loro; un suono utilizzabile per un altimetro dovrebbe essere di elevata frequenza.

Altro fattore interessante l'altimetria acustica è l'assorbimento dell'aria, che cresce con il quadrato della frequenza. Effetti anomali di notevole entità sono stati recentemente messi in evidenza dal Knudsen, che ha trovato assorbimenti notevolmente maggiori di quelli prevedibili per via teorica. Allo scopo di attenuare questi effetti bisogna scegliere una frequenza bassa quanto è possibile.

L'effetto della natura del suolo sulla riflessione ha dato luogo a varie ricerche; queste hanno messo in evidenza diversi elementi dei quali si deve tener conto in misure di una certa precisione.

La frequenza che in conclusione pare più adatta per un altimetro acustico, risulterebbe compresa fra 2000 e 3000 Hz.

Per la misura di altezze relativamente piccole, si deve ricorrere a impulsi sonori molto brevi. In fig. 3 è riportato il disegno di un emettitore per tali misure: il diaframma *D*, di acciaio, è bloccato da *C* fino a quando non agisce l'elettromagnete *E*; la durata dell'impulso è dell'ordine di 0,02 secondi. Il microfono (fig. 4) adempie il compito di filtro nei riguardi dei rumori pa-

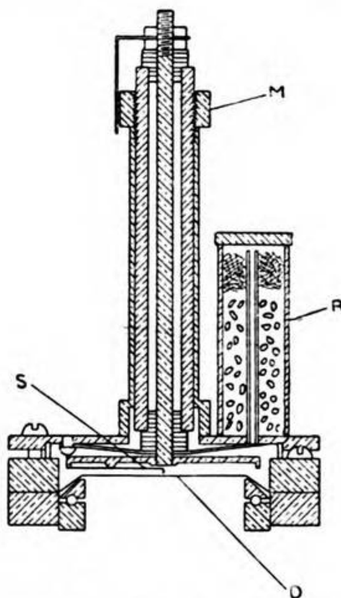


Fig. 4. — Ricevitore d'eco dell'altimetro acustico.

rassiti del velivolo: *D* è un diaframma di 0,002 cm di spessore, accordato sulla frequenza del suono di misura (2000 Hz) e munito, nel centro, di un contatto di platino; di fronte ad esso sta una linguetta *S*, pure di platino, che ha una frequenza propria di 25 Hz. Il sistema è stato studiato in modo da presentare proprietà filtranti per eliminare l'effetto dovuto alle frequenze principali emesse dal velivolo: i due elettrodi sono normalmente a contatto fra di loro, tranne che per frequenze di vibrazione del diaframma di circa 2000 Hz.

In fig. 5 è rappresentata schematicamente la parte elettrica del dispositivo. Nel circuito anodico di un triodo è inserita una lampada al neon *P*: quando il contatto microfonico è chiuso, la batteria *E* e la resistenza *R* sono chiuse in corto circuito, la griglia è mantenuta al potenziale E_G e la lampada al neon è spenta. Appena si apre il contatto, la tensione di griglia diventa $E - E_G$,

sufficiente per permettere l'accensione della lampada al neon. La lampada gira su un disco unitamente a una camma, la quale comanda ad ogni giro, attraverso l'azione del contatto *C*, una breve emissione di suono. Nel momento in cui questa si verifica, la lam-

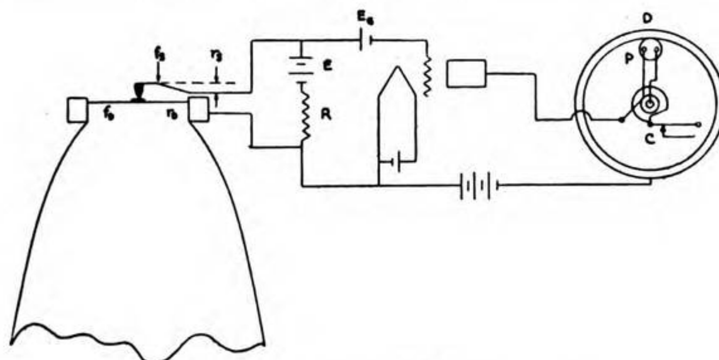


Fig. 5. — Schema elettrico dell'altimetro acustico.

pada è alla posizione zero di un cerchio fisso graduato; per effetto dell'eco, essa si riaccende in un'altra posizione, in base alla quale si può determinare l'altezza del velivolo.

Molti problemi restano a risolvere prima di giungere ad una applicazione pratica dell'altimetria acustica, ma i risultati fino ad ora raggiunti fanno presagire prossima una soluzione del tutto soddisfacente di questo importante problema. *G. Sac.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

H. Haertel e O. Schneider — **Disturbi arrecati alle radioricezioni dalle tranvie e dalle ferrovie elettriche secondarie, e mezzi per la loro eliminazione.** (Siemens Z. S., settembre 1934, XIV, 9, pag. 324-330, con 13 fig.).

Recentemente sono stati intensificati in Germania, per iniziativa statale e ad opera della « Reichspost » e dell'industria privata, gli esperimenti volti allo studio ed alla eliminazione dei disturbi che le tranvie e le ferrovie elettriche secondarie producono nelle radioricezioni; problema che presenta vivo interesse sia per i tecnici sia per il pubblico.

I disturbi in parola provengono: 1) dagli impianti di conversione; 2) dalle apparecchiature ausiliarie di linea (segnali e scambi comandati da filo ausiliario); 3) dalle apparecchiature elettriche delle motrici e particolarmente dalla presa aerea di corrente.

I convertitori rotanti non arrecano, invero, perturbazioni molto gravi, e quelle ch'essi portano sono eliminabili, in ogni caso, con i soliti condensatori filtro applicati alle spazzole; i convertitori a vapori di mercurio producono invece perturbazioni più sensibili, dovute a correnti ad alta frequenza generate nello spazio d'arco e pro-

pagantisi prevalentemente sulla rete a corrente continua. Risulta necessario porre in derivazione, tra gli anodi principali ed il catodo, condensatori da 0,1 ÷ 1 μF, talvolta combinati opportunamente con resistenze ed induttanze; tra gli anodi ausiliari ed il catodo, condensatori da 1 μF in serie con resistenze da 10 ÷ 50 Ω. Le armoniche della corrente alternata presenti nella corrente raddrizzata, nocive ai circuiti telefonici, non hanno effetto sulle radioricezioni. Tuttavia, se il raddrizzatore è provvisto di griglie di controllo, può avvenire che, in certe condizioni di regolazione, vengano convogliate sulla rete a corrente alternata correnti a frequenza acustica particolarmente dannose per il buon funzionamento dei ricevitori alimentati dalla stessa rete. Esse si possono ridurre mediante filtri, proporzionati, caso per caso, alle caratteristiche del raddrizzatore e della rete.

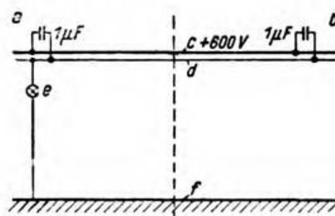


Fig. 1. — Dispositivo contro i disturbi provenienti dai fili ausiliari. *a* - inizio; *b* - fine; *c* - linea aerea; *d* - filo ausiliario; *e* - lampada di segnalazione; *f* - rotaia.

I fili ausiliari di contatto, per il funzionamento degli scambi o dei segnali, che talvolta sono lunghi parecchi metri, costituiscono una fonte di gravi disturbi dovuti al contatto imperfetto dell'organo di presa. Si è osservato che i disturbi sono relativamente più intensi se la corrente interrotta è inferiore ad un certo valore limite (2 ÷ 2,5 A), quale è appunto il caso delle correnti di comando dei segnali. Conviene allora disporre agli estremi del filo ausiliario, tra questo e il filo principale, condensatori da 1 μF, come è mostrato dalla fig. 1; o meglio ridurre al minimo (1 m) la lunghezza del filo, affidando il comando dei segnali a relè che procurano soltanto disturbi costituiti da un breve colpo secco, meglio tollerato dagli ascoltatori.

I motori di trazione, se i collettori sono ben curati e le spazzole occupano la posizione corretta, non generano disturbi assai gravi; per essi, come del resto per le altre apparecchiature ausiliarie delle motrici (elettrocompressori, suonerie e simili), risulta efficace ed economica l'applicazione di adatti condensatori filtro. Le commutazioni del combinatore, di regola eseguite su correnti superiori al valore limite, non recano molto fastidio.

L'origine dei disturbi più gravi è da ricercarsi, invece, nella presa aerea di corrente; la discontinuità del contatto dipende naturalmente dalle accidentalità del tracciato; è maggiore, però, per le prese a rotella che non per quelle ad archetto ed a pantografo. Anche quando la motrice marcia con i motori non inseriti, si hanno

talvolta perturbazioni notevoli dovute alla interruzione ripetuta di correnti di dispersione. È stato stabilito, mediante prove oscillografiche, che i disturbi variano, a parità di altre condizioni, con la natura del materiale di cui è costituito l'organo di contatto; e carbone, zinco, acciaio, bronzo ed alluminio danno disturbi ordinatamente crescenti. Pertanto la Siemens ha studiato pattini di contatto in carbone, sostenuti da supporti oscillanti ed applicabili agli archetti od ai pantografi, la cui adozione ha dato buoni risultati.

Una protezione assai efficace contro tale categoria di disturbi è costituita dai condensatori inseriti come nella fig. 2, a intervalli di 35 ÷ 70 m, da 1 μF ciascuno. Le correnti ad alta frequenza, che si manifestano al contatto, trovano in essi una via verso terra di impedenza minore di quella offerta dalle capacità linea di contatto - aereo

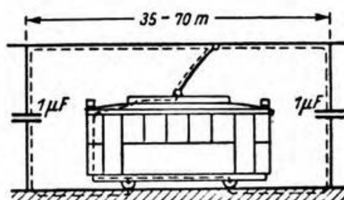


Fig. 2. — Dispositivo contro i disturbi provenienti dalla linea di contatto.

ricevente. Questi condensatori vengono costruiti (Siemens) in due tipi: in cassetta di ghisa chiusa, contenente anche il relativo fusibile, ed applicabile alle palificazioni delle linee normali; in forma aperta, da sospendere alle corde portanti delle linee a catenaria. I condensatori sono collegati alla linea di contatto con conduttori isolati di rame da 2,5 mm^2, alla terra con conduttori nudi da 10 ÷ 50 mm^2.

I condensatori costituiscono non solo una protezione contro i disturbi alle radioricezioni, ma migliorano anche la stabilità della linea rispetto alle sovratensioni di origine atmosferica. Se la rete è alimentata da raddrizzatori a vapori di mercurio, essi introducono una lieve sovratensione di linea, la quale però, se il raddrizzatore è esafase, risulta non pericolosa, nemmeno per l'impianto di illuminazione delle motrici, anche nel caso più sfavorevole di linea priva di carico. *E. Cr.*

GENERATORI, OSCILLATORI.

E. Divoire e P. Baudoux — **Sulla stabilizzazione della frequenza negli oscillatori a tubi elettronici.** (Onde Él., febbraio 1934, XIII, 146, pag. 53-79, con 12 fig.).

Viene affrontato il problema della stabilizzazione di frequenza in un circuito oscillatorio a triodi, da ottenersi con mezzi puramente elettrici, prescindendo cioè dai vari dispositivi di natura diversa (quarzi, diapason, e così via) con i quali è notoriamente possibile imporre ad un oscillatore a tubi una grande stabilità su di una frequenza ben determinata. Il problema, sotto tale aspetto, interessa

principalmente l'attuazione di oscillatori di semplice costruzione e di piccola potenza, quali ad esempio le eterodine da laboratorio.

Studiate le diverse cause di instabilità della frequenza degli oscillatori a triodi, viene esposta dapprima la teoria matematica del problema, assumendo, come unica variabile indipendente, la resistenza interna del triodo oscillatore e, come parametri, tutte le altre caratteristiche del sistema. Nello studio sperimentale che segue, sono assunte invece, come variabili indipendenti, le tensioni di accensione e di anodo del triodo, ponendo la resistenza interna come funzione di quelle.

Lo schema studiato è quello classico, che comporta un circuito oscillatorio inserito sul circuito di placca, accoppiato induttivamente al circuito di griglia.

I risultati teorici e sperimentali conseguiti conducono a concludere che l'aumento della stabilità di un oscillatore a triodi può ottenersi con i seguenti mezzi:

1) aumentare la resistenza interna del triodo, oppure inserire una resistenza nel circuito di placca;

2) diminuire la resistenza ohmica del circuito oscillatorio;

3) ridurre l'induttanza di questo ed aumentarne la capacità;

4) diminuire l'accoppiamento tra i circuiti di placca e di griglia;

5) diminuire il valore dell'induttanza di griglia;

6) aumentare la resistenza griglia-filamento, oppure inserire una resistenza nel circuito di griglia;

7) inserire nel circuito di griglia una capacità sulla quale venga derivata una resistenza del valore più elevato possibile, e cercare di accordare il circuito risonante in serie, così ottenuto, sulla frequenza di emissione o su quella doppia di questa.

Parecchi di tali mezzi di stabilizzazione conducono evidentemente a ridurre la potenza o il rendimento dell'oscillatore; se ne dovrà quindi operare una scelta, secondo che si tratti di un trasmettitore di una certa potenza, oppure di un semplice oscillatore da laboratorio. In quest'ultimo caso, potrà essere usata la maggior parte di essi, ottenendo facilmente, a detta degli AA, una stabilità dell'ordine di 10^{-6}, per periodi relativamente lunghi. *C. P.*

MATERIALI.

W. C. Ellis ed E. E. Schumacher — **Una rassegna dei materiali magnetici in relazione alla loro struttura.** (Bell. S.T.J., gennaio 1935, XIV, 1, pag. 8-43, con 21 fig.).

I materiali magnetici possono essere classificati in due gruppi fondamentali: materiali magnetici dolci, caratterizzati da elevati valori della permeabilità massima, da una piccola forza coercitiva e da una piccola superficie del ciclo di isteresi; materiali magnetici duri, per magneti permanenti, caratterizzati da valori relativamente modesti della permeabilità, da elevata forza coercitiva e da ampi cicli di isteresi. In linea di massima, nella fabbricazione dei materiali magnetici dolci si cerca di eliminare quegli elementi chimici (impurità) che aumentano l'area del ciclo di isteresi, mentre, al con-

trario, nei materiali per magneti permanenti si cerca di esaltare tale effetto, con l'aggiunta delle opportune sostanze.

Le impurità hanno diversa influenza a seconda della posizione che esse assumono nel reticolo cristallino; sono particolarmente nocivi alla dolcezza del materiale quegli elementi (elementi interstiziali), come carbonio, ossigeno e azoto, i cui atomi entrano nel reticolo in una posizione intermedia tra gli atomi di ferro; invece gli

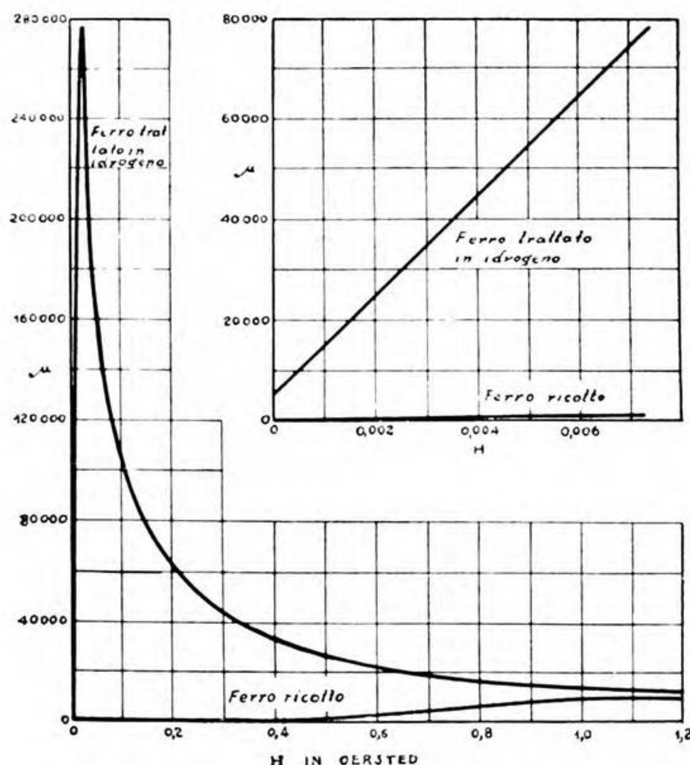


Fig. 1. — Confronto tra i valori di permeabilità del ferro ordinario e del ferro trattato in idrogeno.

atomi della maggior parte dei metalli, come nichel, manganese e silicio, si dispongono ai nodi del reticolo, in sostituzione di atomi di ferro (elementi sostituzionali).

L'eliminazione degli elementi interstiziali, per aumentare la dolcezza del materiale, può essere fatta mediante l'aggiunta di un elemento sostituzionale, come il silicio, il quale sembra diminuisca la solubilità del carbonio nel ferro ed inoltre, essendo un forte deossidante, elimina l'ossigeno; oppure mediante la fusione nel vuoto, durante la quale le varie impurità nocive reagiscono tra loro, for-

mando gas che vengono eliminati; o infine trattando il materiale con un elemento che si combina con quelli dannosi, dando luogo a gas che sono eliminati. Quest'ultimo metodo, con trattamento in idrogeno, ha permesso di ottenere in laboratorio permeabilità di quasi 280.000 unità (fig. 1), mentre la fusione nel vuoto è già adottata come procedimento industriale, con forni della capacità di 5 tonnellate.

Un metodo sostanzialmente diverso, per la preparazione di ferro molto puro, consiste nella decomposizione di carbonile di ferro, op-

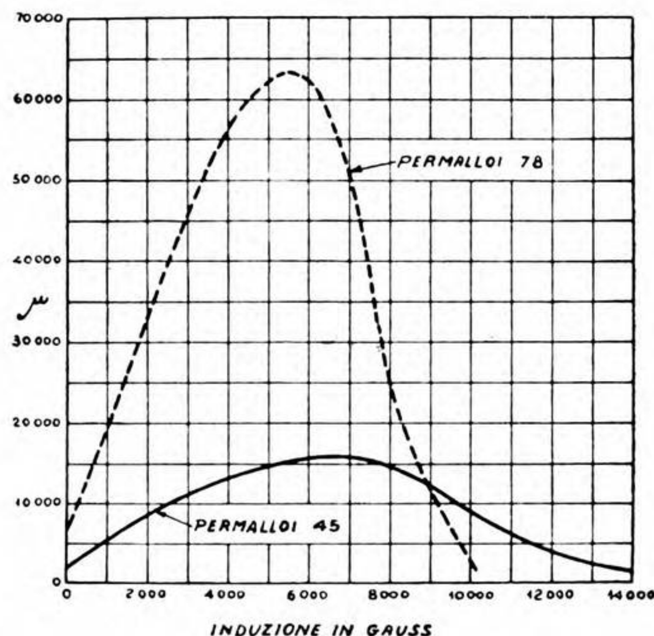


Fig. 2. — Curve di permeabilità del permalloi col 45 % e col 78 % di nichel.

portunamente preparato: tale procedimento fornisce un materiale polverizzato, in granuli di pochi micron di diametro, il quale è impiegato per la fabbricazione dei nuclei per induttanze per alta frequenza.

Tra le leghe è indubbiamente il sistema ferro-nichel quello che produce le più interessanti ed utili leghe magnetiche. Le leghe contenenti più del 30 % di nichel sono caratterizzate da una grande dolcezza magnetica e sono state appunto chiamate « permalloi » (*permalloy*) in ragione della loro elevatissima permeabilità (fig. 2); la lega col 78 % di nichel è preferibile per bassi valori di induzione, mentre quella col 45 % ha un più elevato valore di saturazione e presenta inoltre una resistività elettrica circa tripla della precedente,

fattore assai importante nei riguardi delle perdite per correnti parassite. In queste leghe il trattamento termico ha grandissima im-

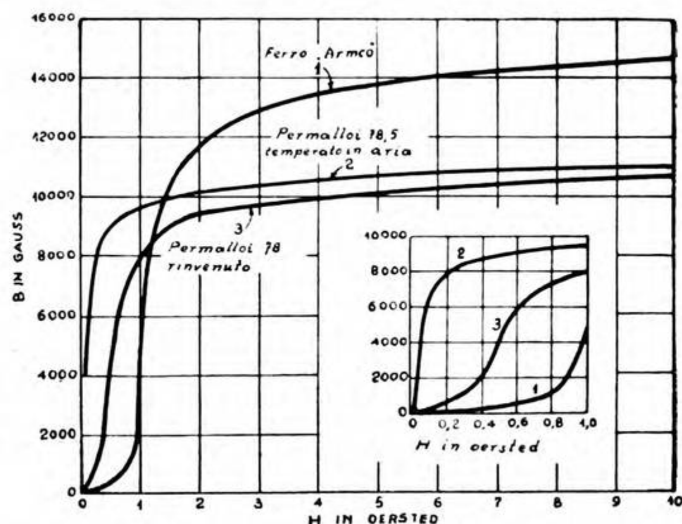


Fig. 3. — Curve di prima magnetizzazione del ferro e del permalloi con diversi trattamenti termici.

portanza, specialmente sul valore della permeabilità iniziale (fig. 3); non è ancora certo però quali modificazioni strutturali avvengano

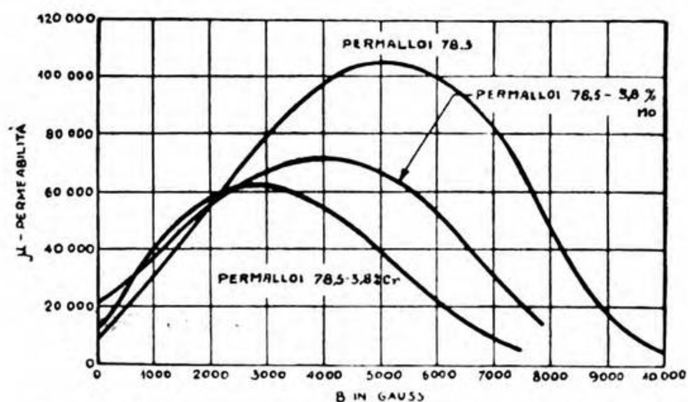


Fig. 4. — Influenza dell'aggiunta di un terzo elemento al permalloi.

durante il trattamento termico, della cui azione sono date varie interpretazioni. Interessanti modificazioni delle caratteristiche magnetiche si sono ottenute, da leghe con circa il 75 % di nichel, me-

diante aggiunta di un terzo elemento non ferromagnetico (cromo, molibdeno), come si vede nella fig. 4.

Leghe ferro-cobalto, col 50 % circa di cobalto, sono notevoli per gli elevati valori di induzione (23.000 gauss) corrispondenti a medi valori del campo magnetizzante (60 oersted).

Una lega ternaria di ferro, cobalto e nichel, opportunamente trattata termicamente, presenta l'interessantissima proprietà di avere

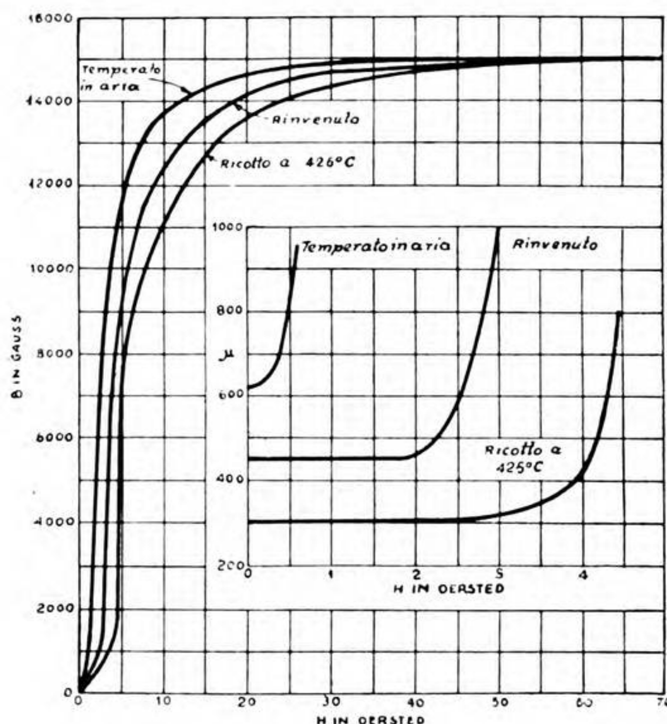


Fig. 5. — Caratteristiche del perminvar.

una permeabilità costante con basse intensità di magnetizzazione (fig. 5); essa è denominata « perminvar ».

Radicali cambiamenti nelle proprietà magnetiche di alcune leghe ferromagnetiche sono stati recentemente ottenuti mediante trattamento termico in un campo magnetico; ad esempio la permeabilità massima di un permalloi col 65 % di nichel è stata aumentata da 10.000 a 250.000 riscaldando il materiale a 700° C e quindi raffreddandolo lentamente in un campo di 15 oersted. Trattando in eguale modo un campione, preventivamente trattato in idrogeno a 1400° C, se ne è aumentata la permeabilità a 600.000, massimo valore fino ad oggi raggiunto con qualsiasi materiale ferromagnetico.

Materiali magnetici in forma di polveri finissime sono attualmente usati per la fabbricazione, con opportuni agglomeranti, di nuclei magnetici aventi una permeabilità relativamente bassa, ma costante. Uno dei metodi di preparazione di questi materiali polverizzati è basato sull'aggiunta di piccolissime quantità di zolfo a un permalloi con circa l'80 % di nichel; con tale aggiunta il materiale, pur conservando una buona malleabilità a caldo, diventa estremamente fragile a freddo, cosicchè può essere facilmente ridotto in polvere finissima.

Nel campo degli acciai per magneti permanenti, sono usate molte varietà di leghe: al carbonio-manganese, al cromo, al tungsteno, al cobalto. Anche per questi materiali il trattamento termico ha un'importanza fondamentale; nella tabella I sono riportati i dati relativi ad alcune leghe tipiche: composizione, trattamento termico e valori della forza coercitiva H_c (in oersted) e della induzione residua B_r (in gauss).

TABELLA I.

Tipo dell'acciaio	Composizione in %	Trattamento termico	H_c	B_r
al carbonio-manganese	C 0,60 Mn 0,80 Si 0,20	tempera a 800° C in acqua	40	9000
a basso tenore di cromo ..	Cr 0,90 C 0,60	tempera a 800° C in olio	50	9500
al 3,5 % di cromo	Cr 3,50 C 0,90	tempera a 800° C in olio	68	9500
al tungsteno	W 5,00 C 0,70	tempera a 845° C in acqua	60	10500
al 35 % di cobalto	Co 35 W 7 Cr 4 C 0,75	tempera a 940° C in olio	220	9500

Nuovi interessanti sviluppi si sono avuti negli ultimi anni, nel campo dei materiali per magneti permanenti. Leghe ternarie di ferro-nichel-alluminio hanno raggiunto forze coercitive di oltre 500 oersted con induzioni residue di circa 9500 gauss. Anche leghe di ferro-cobalto-tungsteno hanno dimostrato interessanti caratteristiche; il trattamento termico deve essere per queste una tempera a 1300° C e un susseguente invecchiamento a temperatura intorno ai 750° C: si vede nella fig. 6 quale sia l'effetto della temperatura di invecchiamento sulle caratteristiche meccaniche e magnetiche del materiale.

Un nuovo orizzonte, nel campo dei materiali per magneti permanenti, si è aperto recentemente con i magneti composti con ossidi metallici (ferrite di cobalto Co $Fe_2 O_4$, e ossido magnetico di

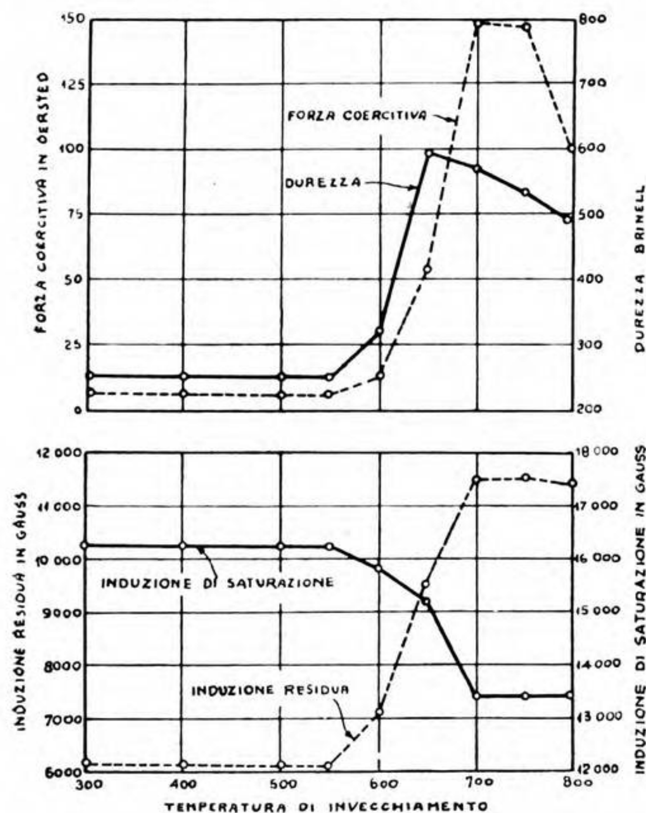


Fig. 6. — Influenza del trattamento termico sulle caratteristiche meccaniche e magnetiche di un acciaio al cobalto-tungsteno per magneti permanenti.

ferro Fe $Fe_2 O_4$). Essi presentano una elevata forza coercitiva (600 oersted) ed una induzione residua di circa 4000 gauss. Ma sono tuttora allo stato sperimentale e non se ne sono ancora pubblicati l'esatta composizione ed il metodo di preparazione. *M. B.*

A. Clausing e A. Jaumann — **Materiale magnetico per applicazioni a radiofrequenza.** (V.N.T. Siemens, 1934, IV, 2, pag. 123-127, con 6 fig.).

Si dà notizia di un tipo di materiale magnetico per bobine a radiofrequenza. Questo materiale, detto « sirufer », è costituito da ferro finemente polverizzato, mescolato a una composizione dielettrica

agglomerante e sottoposto a forte pressatura; la sua permeabilità relativa è circa 20.

È stata studiata accuratamente la forma più opportuna da dare ai nuclei; considerazioni teoriche e pratiche consigliano la forma ad H, con circuito magnetico aperto (fig. 1).

La riluttanza del circuito magnetico risulta somma delle riluttanze parziali della porzione di circuito nel materiale e di quella

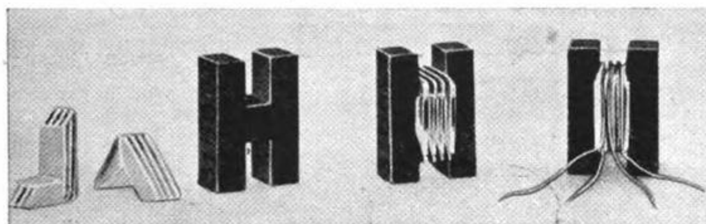


Fig. 1. — Bobina con nucleo in sirufer.

in aria; variando la proporzione fra le riluttanze dei due tronchi di circuito, si può variare la riluttanza totale entro i due valori limiti, corrispondenti l'uno alla permeabilità del materiale, l'altro alla permeabilità dell'aria. Si definisce una « permeabilità apparente del nucleo » μ (sempre inferiore a quella reale del materiale a causa dei notevoli flussi dispersi) come il rapporto fra le induttanze di due avvolgimenti uguali, uno provvisto di nucleo, l'altro in aria.

Il circuito equivalente della bobina con nucleo magnetico è quello riprodotto in fig. 2. In esso $L\ (\mu)$ è una induttanza priva di perdite, proporzionale alla permeabilità apparente del nucleo;

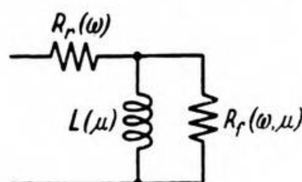


Fig. 2. — Circuito equivalente di una bobina con nucleo magnetico.

$R_f\ (\omega\ ,\ \mu)$ è una resistenza proporzionale alle perdite nel ferro, il valore della quale dipende dalla frequenza e, in misura assai piccola, dalla permeabilità; $R_r\ (\omega)$ è una resistenza proporzionale alle perdite nel rame e il cui valore dipende dalla frequenza. L'angolo di perdita, definito da $\tan \varphi = R/X$, risulta:

$$\varphi \cong \tan \varphi = \frac{\omega L}{R_f} + \frac{R_r}{\omega L}\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R_f^2}\right),$$

e quindi, poichè è $R_r \ll \omega L \ll R_f$, cioè gli angoli di perdita φ_r, φ_f, relativi rispettivamente alle perdite nel rame e a quelle nel ferro,

sono molto piccoli, si può scrivere:

$$\varphi \cong \varphi_f + \varphi_r \cong \frac{\omega L}{R_f} + \frac{R_r}{\omega L},$$

e definire una resistenza totale:

$$R = R_r + \frac{\omega^2 L^2}{R_f}.$$

Appare che, sebbene la R_f vari poco con la frequenza e, per un dato materiale, pochissimo con la permeabilità, l'angolo di perdita varia notevolmente tanto con la frequenza, quanto con la permeabilità apparente.

Variando la permeabilità apparente μ di una data bobina con modifiche della lunghezza del tratto in aria del circuito magnetico,

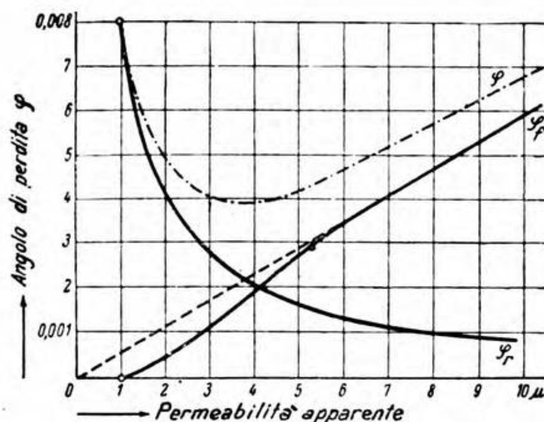


Fig. 3. — Influenza della permeabilità apparente del nucleo sulle perdite.

per una data frequenza e un dato avvolgimento, il valore di R_r resta costante, mentre il diagramma di $\varphi_r = R_r/(\omega L)$ in funzione di μ è un'iperbole; il diagramma di $\varphi = \omega L/R_f$ in funzione di μ ha un andamento prossimo a quello di una retta uscente dall'origine. Il diagramma di $\varphi = \varphi_r + \varphi_f$ presenta un punto di minimo, la cui posizione dipende dalla frequenza e dal tipo del filo impiegato; un innalzamento della frequenza e un miglioramento dell'avvolgimento fanno retrocedere il minimo verso valori minori di μ e viceversa.

In fig. 3 sono tracciati i tre diagrammi per una bobina con avvolgimento in conduttore frazionato su nucleo di sirufer, per una frequenza di 1500 kHz; il minimo si ha per $\mu \cong 4$ e in tale punto l'angolo di perdita è circa metà di quello che presenterebbe la medesima bobina senza nucleo e circa 1/3 di quello che essa avrebbe con nucleo chiuso.

Da quanto precede appare logica l'adozione del circuito magne-

tico aperto; nella configurazione ad H il materiale magnetico risulta concentrato dove il campo è più intenso, condizione questa che, oltre a consentire la migliore utilizzazione del materiale, si mostra, all'analisi sperimentale, ottima dal punto di vista delle perdite; la semplicità della forma del nucleo è molto vantaggiosa per la operazione di stampatura, la quale incide notevolmente sul costo di produzione. Le dimensioni d'ingombro del nucleo sono 26 mm × × 18 mm × 10 mm, il peso circa 20 g. L'avvolgimento è sostenuto da un supporto in trolitul (fig. 1); le ottime qualità di questo materiale, e la divisione dell'avvolgimento in tre sezioni mediante

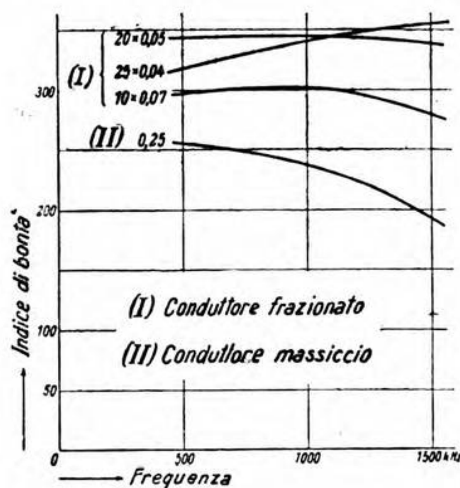


Fig. 4. — Influenza del tipo di avvolgimento sulla bontà delle bobine.

setti, assicurano basse perdite dielettriche e piccola capacità parassita (circa 4 $\mu\mu$F).

Il comportamento delle bobine con nucleo in sirufer e l'influenza del tipo di avvolgimento sono illustrati dai diagrammi di fig. 4, ove come ordinate si riportano i valori dell'indice di bontà $1/\varphi$.

La regolazione delle caratteristiche di una bobina si può eseguire spostando opportunamente una piccola massa di sirufer immersa nel campo magnetico della bobina stessa, in modo da variare il valore della permeabilità apparente.

La stabilità del sirufer nel tempo è stata sperimentata attraverso un largo impiego per le bobine Pupin di cavi telefonici, per le quali essa è una qualità essenziale. La massima variazione riscontrata per L, dopo riscaldamento a 70° C e successivo raffreddamento, fu del 0,1 %. Il coefficiente di temperatura di L è di circa 5×10^{-5} per grado centigrado. Le perdite crescono con la temperatura in modo appena percettibile; a 70° C l'aumento è dell'ordine di 1 %. *G. T.*

CRONACA TECNICA

ELETTROACUSTICA.

È noto come, studiando una opportuna combinazione di dispositivi meccanici, ottici, fotoelettrici ed elettroacustici, sia possibile convertire un raggio di luce modulato in corrente fotoelettrica e trasformare poi questa in vibrazioni acustiche; ottenere in altre parole un'onda sonora corrispondente esattamente alla modulazione periodica della luce che incide su di una superficie fotoemittente.

Questo concetto è stato utilizzato da P. Toulon per la costruzione di un apparecchio atto a produrre musica per via elettrica. Egli ne dà notizia nella *Revue d'Acoustique* di maggio-luglio e novembre 1934, ove descrive minutamente il **cellulofono**, organo musicale a cellule fotoelettriche da lui attuato ed ora in funzione nella chiesa di Saint-Adrien de Courbevoie.

Per ottenere nell'apparecchio la modulazione luminosa esattamente corrispondente all'altezza ed al timbro delle varie note, ci si serve di otto dischi opachi, mantenuti in rotazione a velocità costanti, ma diverse l'una dall'altra; in ciascun disco sono praticate tredici serie circolari di fenditure radiali, corrispondenti alle tredici note della gamma diatonica relativa all'ottava musicale, che compete al disco.

La luce, proveniente da una opportuna sorgente e destinata a colpire una cellula fotoelettrica, attraversa le fenditure trasparenti e poi un'apertura fissa a forma di settore circolare (finestra); il passo delle fenditure e le dimensioni della finestra sono fra loro in tale relazione, che al di là della finestra stessa, finchè essa conserva la sua forma originaria, vi è una luminosità costante; in tali condizioni la quantità di luce che incide sulla superficie attiva della cellula fotoelettrica è costante e non si ha modulazione del raggio luminoso.

Se si vuole invece che tale modulazione avvenga, secondo una legge determinata corrispondente al suono che si desidera, si occulta una parte della finestra con un diaframma, la cui sagoma rappresenti appunto la curva che definisce quella legge. La finestra così modificata risulta divisa dalla sagoma in due parti, l'una opaca l'altra trasparente, per modo che, quando il pennello luminoso esplora la finestra stessa, passa al di là di questa, e quindi incide sulla superficie fotoemittente, una traccia luminosa variabile, secondo la medesima legge che definisce la variazione di ordinata del diaframma. Si ottiene così il timbro desiderato per la nota, che corrisponde alla serie di fenditure del disco presa in considerazione.

La frequenza fondamentale della variazione suddetta, data dal prodotto del numero di fenditure della serie per il numero di giri al secondo del disco, definisce l'altezza della nota, mentre l'intensità di questa rimane determinata dall'ordinata massima del diaframma.

Evidentemente, introducendo in una finestra diaframmi diversi si può dar origine a note con timbro differente; si comprende come il cellulofono sia così capace di generare suoni nuovi, e come, per il suo stesso principio di funzionamento, esso consenta di ottenere tutti i suoni continui immaginabili.

Generalizzando il principio, l'A propone anche diversi sistemi e varie applicazioni, basati tutti sull'uso di congegni ottici e meccanici opportunamente studiati: i quali consentono di variare l'intensità dei diversi timbri di una stessa nota o delle differenti note di uno stesso timbro, di effettuare sistematicamente la composizione di suoni complessi, modificando l'ampiezza e la fase delle armoniche componenti, e di ottenere infine suoni smorzati. *E. Ci.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

In una nota pubblicata nel fascicolo VI - X dei *Rendiconti R. Ist. Lombardo Sc. e Lett.* del 1934, T. Franzini ha studiato analiticamente il fenomeno della **emissione elettronica da un filamento riscaldato con corrente alternata** in un diodo o poliodo in condizioni normali di funzionamento, quando il catodo, filiforme e rettilineo, è alimentato direttamente mediante corrente sinoidale e l'anodo, in forma di cilindro, è coassiale al filamento.

Il calcolo è condotto nella ipotesi, che le oscillazioni del flusso elettronico non siano dovute a fluttuazioni di temperatura del catodo nè ad effetto del campo magnetico generato dalla corrente riscaldante, ma invece al fatto che il filamento non è tutto allo stesso potenziale e che conseguentemente un campo longitudinale si sovrappone a quello radiale.

Sviluppati i calcoli per i casi in cui sia posto a terra il punto di mezzo del filamento od un estremo di esso, l'A trova l'espressione della corrente istantanea sotto forma di una sommatoria. Il primo termine di questa rappresenta la corrente emessa dal filamento quando il potenziale dello stesso è costante ed uguale a zero; i termini successivi rappresentano invece le variazioni di corrente dovute alle variazioni di potenziale nei vari punti del filamento. Per ciascuno dei casi considerati si calcola ancora la massima variazione della corrente generata ed il valore medio della stessa.

In una prima nota, riportata in appendice, invece di ricorrere al calcolo approssimato, l'A ha stabilito l'espressione rigorosa della intensità della corrente elettronica nel caso in cui sia posto a terra il punto di mezzo del filamento e si trascuri l'effetto del campo longitudinale: il calcolo, assai laborioso, è stato condotto solo per una serie di casi definiti. Altrettanto è stato fatto in una seconda nota per dedurre i valori medi della corrente elettronica per i vari punti del filamento emettente. *R. G.*

MISURE.

Con l'oscillografo a raggi catodici è possibile riuscire a registrare tre variabili e determinare così caratteristiche del tipo di quelle tensione - corrente - tempo ed altre simili. E. V. Sundt e

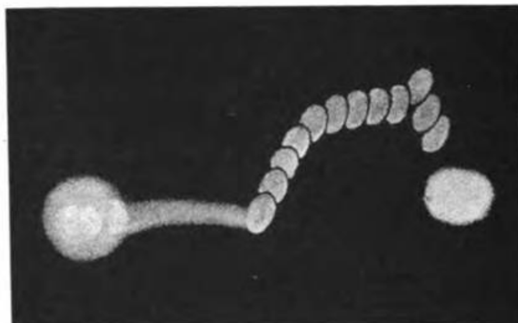


Fig. 1. — Oscillogramma corrente - tempo per un fusibile da 0,5 A: la fusione avviene dopo 0,002 secondi.

G. H. Fett nel fascicolo di novembre 1934 della *R.S.I.* dànno notizia di un **sistema marcatempo automatico per oscillografi a raggi catodici,** che permette appunto di raggiungere tali risultati.

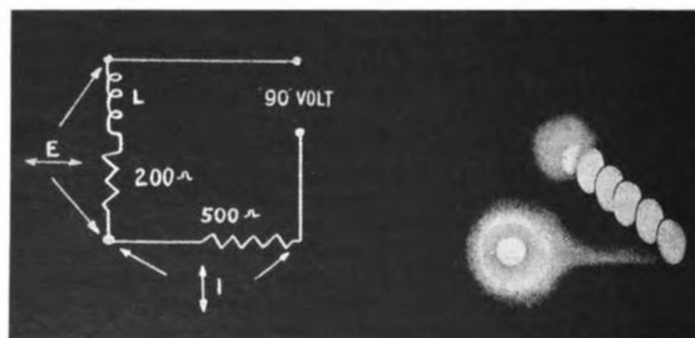


Fig. 2. — Oscillogramma tensione - corrente - tempo per una induttanza: l'asse delle tensioni è orizzontale, quello delle correnti verticale.

In un tubo oscillografico munito di griglia si applica, fra questa ed il catodo, una tensione alternativa di frequenza nota e costante, di ampiezza sufficiente ad arrestare durante una parte del semiperiodo negativo la corrente elettronica. L'oscillogramma risulta in tal modo costituito da una serie di tratti luminosi anzichè da una

linea continua; l'intervallo di successione dei tratti corrisponde al periodo della tensione di griglia.

Nella fig. 1 è riportato l'oscillogramma che riproduce l'andamento, nel tempo, della corrente attraverso un fusibile; la registrazione è stata ottenuta con tensione di griglia avente un periodo di 0,0002 secondi; la fusione è avvenuta al 10° tratto dopo l'inserzione del fusibile in circuito, ovvero a 0,002 secondi dopo l'applicazione della tensione.

Nella fig. 2 sono riprodotti lo schema di un circuito induttivo e l'oscillogramma tensione - corrente - tempo rilevato su di esso. La tensione è stata applicata istantaneamente; nell'oscillogramma risultano registrati la tensione ai capi dell'induttanza, la corrente che vi passa, ed il tempo.

Il metodo si presta al rilievo di fenomeni sia transitori sia periodici: ulteriori applicazioni dimostrano come non sia difficile far perfettamente coincidere, anche per un numero rilevante di periodi, i tratti luminosi distanziati nel tempo da un multiplo intero del periodo del fenomeno in esame. *E. Cr.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Le lampade elettriche a scarica in gas rarefatti e vapori metallici hanno in molti casi sostituito vantaggiosamente le lampade ad incandescenza e quelle ad arco, che possiedono, come è noto, un

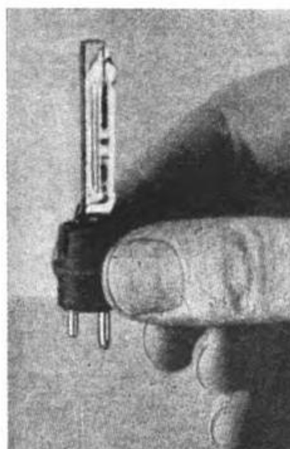


Fig. 1. — Lampada Philips ad alta pressione.

rendimento notevolmente minore. Esse, tuttavia, non hanno trovato applicazione in quei casi (cinematografia, televisione e simili) ove occorre una sorgente di limitate estensioni e di intenso splendore.

Ricerche recenti, istituite per indagare come variino, con la

pressione interna, lo splendore ed il rendimento di lampade a vapori di mercurio, hanno dimostrato che entrambi sono funzione crescente della pressione stessa ed assumono valori del tutto inattesi per pressioni molto superiori a quella atmosferica.

C. Bol, dei Laboratori Philips, ha costruito (e ne dà notizia P. Hatschek, in *Fernsehen u. Tonfilm* dell'aprile 1935) una **lampada a vapori di mercurio da 600 W di dimensioni piccolissime** (fig. 1), costituita da uno spesso tubo di quarzo, entro il quale la pressione durante il funzionamento raggiunge circa 100 atmosfere e la temperatura della scarica circa 8000°. La scarica ha aspetto filiforme e lo spettro della luce resa è continuo e molto simile a quello delle lampade ad incandescenza. Nonostante l'elevatissima temperatura interna, le pareti esterne, che sono isolate dalla scarica da uno strato di vapore, raggiungono la temperatura di alcune centinaia di gradi soltanto, e non richiedono raffreddamento forzato. Il rendimento luminoso è di 60 lumen per watt, lo splendore di 25.200 candele internazionali per cm², rispettivamente del 100 % e del 50 % maggiori di quelli di ottime lampade ad arco a carboni sintetici.

Tali proprietà fanno prevedere che questa lampada costituirà una fondamentale innovazione per la tecnica delle proiezioni in genere e per le applicazioni nella televisione in particolare.

E. Cr.

TUBI ELETTRONICI.

Per effetto del più accurato sfruttamento e dei metodi più precisi, con i quali vengono utilizzati i tubi elettronici, si sono imposti all'attenzione degli studiosi e dei tecnici alcuni fenomeni di carattere secondario che nei tubi stessi si manifestano. Una classe particolare di questi fenomeni disturbatori è quella provocata dagli

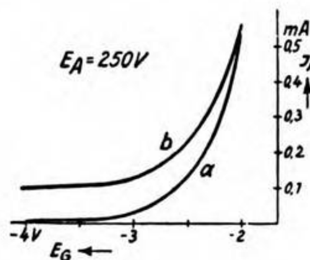


Fig. 1. — Caratteristiche di un tubo elettronico.

elettroni dispersi nei tubi amplificatori; ne hanno riferito G. Jobst e F. Sammer nel fascicolo di luglio 1934 di *Telefunken-Röhre*.

Si indicano come *dispersi* quegli elettroni, che per cause varie si sono venuti a trovare fuori del sistema degli elettrodi e finiscono con l'alterare le proprietà del tubo. Il fenomeno della loro produzione è particolarmente sensibile nei tubi più moderni, nei quali

si fa uso di isolanti per il distanziamento degli elettrodi; gli elettroni dispersi provocano la emissione, per parte degli isolanti, di nuovi elettroni (che potranno essere detti *secondari*) e questi aggiungono nuovi motivi di disturbo.

I disturbi sono generalmente assai simili fra di loro ed è quindi difficile separare bene le cause. La ricerca viene facilitata da qualche speciale caratteristica. Gli elettroni dispersi, relativamente lenti, sono molto influenzati dai campi magnetici od elettrici esterni; gli elettroni secondari provocano modificazioni delle caratteristiche dei tubi, variabili nel tempo, essenzialmente in connessione con variazioni termiche; tali modificazioni non sono facilmente riproducibili e non dipendono in modo univoco dai parametri assunti.

In quest'ultimo genere di disturbi rientra il cosiddetto fenomeno S, per il quale, a causa degli elettroni secondari emessi dagli isolanti, si producono variazioni a sbalzi della corrente anodica, e

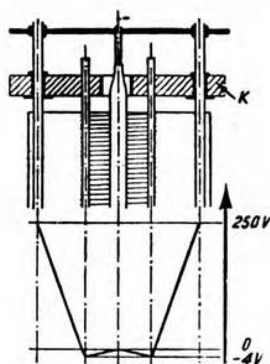


Fig. 2. — Distribuzione del potenziale sull'isolante *K*.

quindi vengono introdotte deformazioni nocive nel processo di amplificazione. Alla stessa categoria di cause sono da imputarsi deformazioni permanenti della caratteristica tensione di griglia - corrente anodica e di quella corrispondente tensione anodica - corrente anodica. Nella fig. 1, la curva *a* riproduce la caratteristica di un triodo non disturbato, la *b* la caratteristica alterata (le due caratteristiche sono limitate al tratto inferiore nel quale l'influenza nociva è naturalmente più sentita). La produzione di elettroni secondari, facilitata dall'andamento del potenziale sull'isolante di distanziamento (fig. 2), accresce l'entità del disturbo.

Altri disturbi caratteristici prodotti dagli elettroni dispersi, o di cui essi possono considerarsi causa prima, sono la variazione a sbalzi della resistenza interna dei pentodi e la variazione della capacità griglia-catodo. Inoltre gli elettroni dispersi, molto sensibili, come si è accennato, ai campi esterni, possono venir influenzati dal campo magnetico del trasformatore di alimentazione, e dar luogo alla comparsa di un rumore di fondo.

Dagli AA vengono avanzate ipotesi e spiegazioni, in parte confermate da risultati sperimentali; essi hanno cercato di localizzare i punti nei quali più particolarmente è da ritenersi si manifesti la comparsa di questi elettroni.

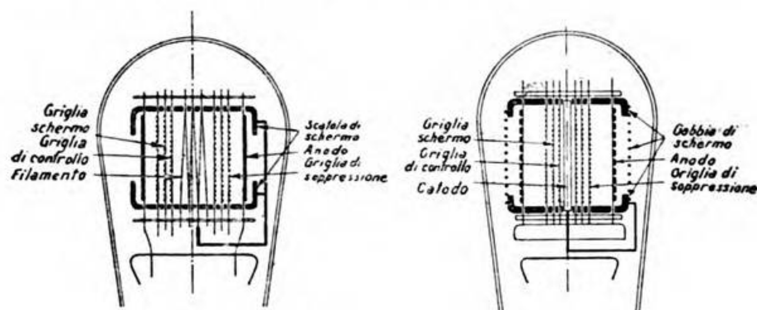


Fig. 3. — Disposizioni interne di tubi elettronici.

Come mezzi utili a ridurre gli inconvenienti accennati, paiono opportuni il limitare per quanto è possibile la lunghezza del catodo e soprattutto l'ostacolare l'emissione di elettroni secondari da parte degli isolanti; per questo risulta vantaggioso chiudere gli elettrodi in una gabbia schermante collegata al catodo (fig. 3). *An. Gi.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

C. Marchesi Cappai. — *Acustica applicata all'architettura.* — U. Hoepli, Milano, 1935. — Un volume di XVI-280 pagine, con 130 figure. — Prezzo L. 50.

Questo volume colma una lacuna della letteratura tecnica italiana: esso riunisce in un tutto organico numerosi dati pratici che interessano il campo, ora assurto a notevole importanza, dell'acustica applicata all'architettura.

Il libro si rivolge essenzialmente agli architetti, quindi non insiste sui principi fisici della materia trattata; ma la breve introduzione è più che sufficiente a dare al lettore i fondamenti di acustica, che servono di base alla trattazione successiva.

I due problemi fondamentali dell'acustica architettonica, lo studio della distribuzione del suono entro l'ambiente nel quale tale suono è prodotto, e lo studio dell'intensità del suono proveniente da un ambiente esterno, i problemi cioè dell'auditorio e dell'isolamento, vengono trattati successivamente, corredando lo svolgimento delle varie questioni con numerosi dati pratici ed esempi.

Le proprietà acustiche dei vari locali, auditori chiese teatri cinematografi, vanno considerate volta a volta sotto diversi punti di vista. Per la correzione acustica delle sale si agisce sulla forma e sulla natura dei materiali di rivestimento: se ormai i dati teorici sono sufficienti per impiantare un calcolo di massima nel progetto di un ambiente, il confronto con locali analoghi e la conoscenza delle loro proprietà acustiche sono di notevole aiuto al costruttore. Ed è per questo che molto opportunamente vengono riportate le piante di numerosissimi teatri, sale, auditori già costruiti, e vengono riferite le loro peculiari proprietà acustiche.

Il volume termina con la descrizione degli accorgimenti seguiti nella costruzione del Palazzo dell'E.I.A.R. in Roma, per ottenere quelle proprietà acustiche e di isolamento che si rendono necessarie negli studi di radiotrasmissione. *G. Sac.*

*

E. Montù. — *Radiotecnica.* Vol. I: *Nozioni fondamentali.* — U. Hoepli, Milano, 1935. — Un volume di XX-216 pagine, con 169 figure e 16 tabelle. — Prezzo L. 20.

Il libro costituisce la prima parte di una nuova edizione della nota opera divulgativa sulla radio. Le due parti seguenti tratteranno dei tubi elettronici e della tecnica della trasmissione e ricezione.

Nel primo volume, cui fa da introduzione un sommario cenno storico inteso a mostrare al lettore le varie fasi di vita e la grande rapidità di evoluzione della scienza radioelettrica, viene svolta una trattazione elementare, suddivisa in otto capitoli, dei principi fondamentali della radiotecnica.

Nei primi due capitoli sono date in forma compendiosa quelle nozioni di elettrotecnica generale, la cui conoscenza è indispensabile per accedere allo studio della radiotecnica; nel terzo, quarto e quinto capitolo la materia verte più particolarmente su argomenti che presentano immediata affinità con la tecnica delle alte frequenze. La teoria della propagazione delle onde elettromagnetiche ed i fenomeni, ai quali la propagazione stessa dà luogo, vengono esposti e discussi nel sesto e settimo capitolo; nell'ottavo ed ultimo sono dati alcuni cenni sulla generazione e sulla modulazione delle radioonde. In una opportuna appendice sono riassunte le unità di misura più importanti e più frequentemente ricorrenti nella teoria e nella pratica, e le formule di uso più comune; alcuni abachi e tabelle, nonchè una terminologia tecnica in quattro lingue, completano, molto utilmente, il volume.

Non è negli intendimenti del nuovo lavoro del Montù rivestire un carattere scientifico, ed invero le sue trattazioni non presentano quel rigore che si dovrebbe esigere in tale ipotesi; ma l'abilità dell'A si dimostra nell'efficacia e nella chiarezza, con cui in genere gli argomenti sono esposti, e nell'aver saputo contenere gli sviluppi teorici nei limiti strettamente necessari a rendere i concetti fondamentali. Il libro, accessibile anche a chi abbia moderate conoscenze di matematica e di elettrotecnica, e presentato in buona veste tipografica, può certo aspirare all'ottima accoglienza ricevuta dalle sue otto precedenti edizioni. *E. Ci.*

*

E. Costa. — *Guida pratica del radioriparatore.* — U. Hoepli, Milano, 1935. — Un volume di XVI-426 pagine, con 268 figure. — Prezzo L. 18.

Il libro è dedicato a chi deve eseguire riparazioni negli apparecchi radio e in quelli affini, quali ad esempio gli amplificatori per cinematografia sonora e per altre applicazioni.

Con criterio che appare assai opportuno, si danno dapprima in modo elementare le nozioni fondamentali sugli strumenti di misura che debbono formare la base di tale lavoro. In seguito si descrive sommariamente la tecnologia delle varie parti degli apparecchi, ritenendosi giustamente che la esecuzione pratica delle riparazioni richieda la completa conoscenza, anche dal lato costruttivo, dell'organo guasto. In un'ultima parte si danno gli elementi per la costituzione di un laboratorio di riparazioni, semplicemente attrezzato, e una guida per la ricerca sistematica dei guasti.

In complesso questo volume può essere di grande utilità per la categoria di lettori cui è destinato. Pur con qualche riserva circa

l'uso di alcuni termini di linguaggio tecnico non molto proprio, e circa la grafia delle unità di misura, si deve riconoscere che esso è ben presentato: nella veste tipografica ormai nota, che lo stesso editore ha scelto per tutta una serie di libri di volgarizzazione in questo campo. *P. P.*

*

R. MARIN. — *Principi di telegrafia e telefonia.* — Gruppo Universitario Fascista, Padova, 1935. — Un volume di 310 pagine, con 50 figure. — Prezzo L. 26.

Anche nei politecnici italiani si è andato, in questi ultimi anni, sempre più diffondendo lo studio sistematico delle correnti deboli, con l'introduzione, nell'ordinamento regolare degli studi, di corsi completi sui vari argomenti di questo ramo dell'elettrotecnica. Compaiono ora in un volume, raccolte e coordinate, le lezioni tenute dall'A presso il R. Istituto Superiore d'Ingegneria di Padova.

La pubblicazione non ha la pretesa di essere un « trattato » sull'argomento; ma, nella modesta mole di un corso di dispense universitarie, assolve bene il compito di guidare allo studio di tutti i problemi teorici e pratici, che sono a base della tecnica delle trasmissioni telegrafiche e telefoniche.

Per seguire uno schema didatticamente vantaggioso, il volume si apre trattando partitamente la trasmissione telegrafica e la emissione e ricezione telefonica nei loro fondamentali particolari tecnici e pratici; svolge poi, in modo unitario, la teoria generale della trasmissione e degli argomenti teorici inerenti; per tornare, infine, a considerare separatamente le particolarità e i problemi della telefonia e della telegrafia moderne.

Nello studio teorico centrale è fatto uso della teoria generale del quadripolo, pur senza svolgerla in modo completo e limitandosi alle linee essenziali (con una dimostrazione originale della relazione fondamentale fra le costanti di un quadripolo passivo).

Tutti gli argomenti più importanti e più moderni — linee artificiali, linee caricate, amplificazione, telefonia a grande distanza, telefonia automatica, telescriventi, telegrafia multipla armonica, telefonia multipla ad alta frequenza, trasmissione delle immagini — hanno trattazione stringata, ma chiara, sia nella descrizione delle particolarità tecniche, sia nella impostazione, anche matematica, dei relativi problemi teorici; oltre a ciò, ogni descrizione tecnica è opportunamente accompagnata da dati numerici di orientamento.

A. Fe.

*

[E.I.A.R.]. — *Annuario dell'anno XIII. Dieci anni di radio in Italia.* — Società Editrice Torinese, Torino, 1935. — Un volume di 478 pagine, con numerose illustrazioni. — Prezzo L. 10.

Il volume, il cui titolo indica chiaramente il contenuto, è una fonte copiosa di notizie che possono interessare non soltanto chi in special modo si occupi di radiocomunicazioni, ma anche tutti co-

loro che desiderino ragguagli circa i problemi della radio in genere e della radiodiffusione in particolare.

Scritti di autorevoli personalità tecniche ed industriali illustrano in forma divulgativa questo vasto campo di opere. Apre il volume una prefazione del presidente dell'E.I.A.R., S. E. Vallauri; l'ing. Chiodelli, direttore generale, illustra in una chiara visione d'insieme il decennale sviluppo dell'ente, seguendo quest'ultimo nella sua multiforme attività e nel funzionamento del suo complesso organismo; in alcune pagine biografiche sul compianto ing. Marchesi, vien posta in risalto la figura di organizzatore, di tecnico e di industriale del primo presidente dell'E.I.A.R.

Fa sèguito una serie di monografie che illustrano particolarmente lo svolgersi della radiodiffusione in Italia nelle sue svariate manifestazioni, artistiche e tecniche, mentre in alcuni articoli si accenna alle tappe previste per lo sviluppo futuro. La lettura di queste pagine, resa più attraente e piacevole da una ricca serie di fotografie e di grafici, consente al lettore di informarsi passo passo delle varie fasi della vita dell'ente, nei suoi molteplici aspetti, e di rendersi conto delle difficoltà, che si son dovute superare prima di raggiungere l'alto grado di perfezionamento oggi conseguito e le lusinghiere prospettive di un non lontano avvenire. *E. Ci.*

*

F. Moeller u. G. Bolz. — *Elektrotechnik.* Band I: *Grundlagen des Gleich- und Wechselstromes.* — B. G. Teubner, Leipzig u. Berlin, 1935. — Un volume di VIII-258 pagine, con 179 figure, legato. — Prezzo R. M. 12.

F. Moeller u. Th. Werr. — *Elektrotechnik.* Band II: *Gleich- und Wechselstrommaschinen.* — B. G. Teubner, Leipzig u. Berlin, 1935. — Un volume di IV-214 pagine, con 176 figure, legato. — Prezzo R. M. 10.

Gli AA hanno intitolato quest'opera « guida allo studio ed alla pratica » e si sono proposti di evitare difficoltà di ordine matematico, limitando per quanto possibile l'uso dell'analisi e ricorrendo per contro con molta larghezza alle rappresentazioni grafiche, rese più perspicue dall'uso di diversi colori per meglio distinguere vettori diversi o diversi diagrammi.

Ciascuno dei due volumi è diviso in due parti, con distinta numerazione delle pagine, sì che l'opera risulta composta di quattro parti.

La prima tratta dei princìpi dell'elettrotecnica e prende le mosse, nel capitolo iniziale, dalla corrente elettrica, dai concetti di intensità, di tensione, di resistenza, dalla legge di Ohm e dai princìpi di Kirchhoff. I capitoli successivi sono dedicati all'energia della corrente elettrica (potenza, effetto Joule e sue applicazioni, calcolo dei circuiti semplici, termoelettricità), alla conduzione ionica negli elettroliti e nei gas (polarizzazione, pile e accumulatori, scarica nei gas), al campo magnetico (campi nell'aria e nel ferro, circuito magnetico

e sua eccitazione, legge dell'induzione, forza ed energia nel campo), al campo elettrico (produzione dei campi elettrici, influenza, spostamento, capacità, condensatori).

La parte seconda è interamente dedicata alle correnti alternate. Vi si tratta anzitutto del semplice circuito monofase (frequenza, rappresentazione delle grandezze sinoidali, metodo simbolico, produzione di forze elettromotrici sinoidali, spostamento di fase, resistenza, reattanza, impedenza), poi del circuito monofase complesso (inserzione in serie e in parallelo, diagrammi polari, accoppiamento fra circuiti), dell'energia nei circuiti monofasi (misura della potenza, circuiti in presenza di ferro, correnti non sinoidali, circuiti oscillatori, risonanza), e dei circuiti polifasi (sistemi simmetrici concatenati, misura della potenza nel circuito trifase).

La parte terza riguarda essenzialmente la macchina a corrente continua. Vi si tratta della produzione di tensione o di coppia (struttura della macchina, principio di funzionamento come generatore e come motore, avvolgimenti, reazione, commutazione, modi di eccitazione, avviamento e regolazione), delle caratteristiche dei motori (tipo serie, tipo parallelo, regolazione di velocità), delle caratteristiche dei generatori (a vuoto e sotto carico) e infine del riscaldamento e del rendimento (perdite, rendimento, limiti di temperatura).

La parte quarta è dedicata al macchinario a corrente alternata. In altrettanti capitoli si studiano: il trasformatore (struttura, funzionamento, tipi speciali), le macchine in genere (campi rotanti, proprietà generali della macchina polifase), la macchina a induzione (struttura, comportamento, diagramma circolare, macchina monofase), la macchina sincrona (funzionamento e usi, accoppiamento in parallelo, corto circuito), le macchine a collettore (motori monofasi, polifasi, tipo serie, tipo parallelo, convertitrici) e i raddrizzatori (vari tipi, raddrizzatori e convertitori a mercurio, comando per griglia).

I volumi sono corredati da liste dei simboli usati nel testo, da una raccolta di dati riguardo alle unità e dagli indici alfabetici per materia.

Lo sforzo continuo da parte degli AA, per aiutare il lettore a ben comprendere gli argomenti trattati e a rendersene padrone, è manifesto e ben si può riconoscere che è stato compiuto con successo. Assai commendevole è la pratica di richiamare man mano, accanto ai concetti ed ai principi, le loro applicazioni tecniche e di accompagnare tutta la trattazione con una serie ricca e molto ben coordinata di esempi numerici, veramente istruttivi.

Nonostante la difficoltà di recare qualche contributo sostanzialmente nuovo alla trattatistica dell'elettrotecnica, ormai in larga parte assestata in forme relativamente stabili, si può riconoscere che l'opera degli AA, raccolta in piccola mole, bene ordinata e suddivisa in modo opportuno e minuto, possiede tutti i requisiti per riuscire assai utile allo studente ed al tecnico. L'edizione è perfetta.

Di.

*

L. Chrétien. — *Ondes courtes et ondes très courtes.* — E. Chiron, Paris, 1933. — Un volume di 236 pagine, con 115 figure. — Prezzo Fr. 20.

Il libro ha carattere descrittivo e divulgativo. I tre capitoli, in cui è diviso, sono preceduti da una breve introduzione storica sullo sviluppo delle radiocomunicazioni con onde corte e ultracorte (con questi termini vengono rispettivamente indicate le onde di lunghezza compresa fra 150 e 10 m, e quelle di lunghezza inferiore).

Il primo capitolo, che tratta della propagazione delle onde corte, può considerarsi diviso in due parti: nella prima sono illustrati, con abbondanza di schemi carte e grafici, le modalità con le quali la propagazione si effettua, e i fenomeni più salienti dai quali è accompagnata; nella seconda parte sono esposte e sommariamente discusse le ipotesi più frequentemente avanzate per giustificare i risultati sperimentali.

Il secondo capitolo è dedicato all'emissione delle onde corte: dalla descrizione dei tubi più appropriati e dei circuiti oscillatori più comuni, si passa a quella degli apparati più complessi, con pilota, stabilizzazione di frequenza e così via. Il terzo capitolo, in modo perfettamente parallelo al secondo, tratta della ricezione e dei ricevitori. Ambedue i capitoli sono svolti in modo molto elementare, adeguato alla larga cerchia di lettori cui il libro è destinato.

A differenza di quanto si potrebbe dedurre dal titolo, alle onde ultracorte non è dedicata una esposizione tanto ampia quanto quella delle onde corte; e poche pagine soltanto riferiscono i risultati ottenuti con onde di lunghezza inferiore al metro. *N. C.*

*

Ph. Le Corbeiller. — *Électro-acoustique.* — E. Chiron, Paris, 1934. — Un volume di 88 pagine, con 52 figure. — Prezzo Fr. 15.

La lettura di questo volume, nel quale sono raccolte le conferenze tenute dall'A alla Scuola Superiore di Elettricità di Parigi, è molto consigliabile a chi, prima di affrontare uno studio più approfondito, abbia desiderio di una visione di insieme dell'elettroacustica. Si deve avvertire che le varie trattazioni, anzichè condotte a fondo, sono piuttosto delineate per punti essenziali, chè non sarebbe stato possibile costringere in così piccola mole sviluppi completi; il loro svolgimento, che si presenta in forma densa e sintetica, risulta per altro assai efficace.

Mentre nel primo capitolo vengono esposti i concetti fondamentali circa le oscillazioni armoniche, i due capitoli successivi sono dedicati ai trasformatori elettro-meccanici ed a quelli meccanico-acustici: partendo da relazioni di carattere generale, si ricavano le equazioni di vari tipi di altoparlanti e di microfoni e se ne studia il funzionamento.

Si tratta quindi della generazione dei suoni musicali, fornendo un'interessante rassegna dei vari tipi di strumenti ed accennando

caso per caso alla teoria del loro funzionamento. In fine gli ultimi due capitoli sono dedicati all'acustica fisiologica e ad una sommaria rassegna di metodi di misura. *An. Gi.*

*

N. W. Mc Lachlan. — *Loud Speakers.* — Clarendon Press, Oxford, 1934. — Un volume di XII-400 pagine, con 165 figure, legato. — Prezzo 40 scellini.

La trattazione viene suddivisa in due parti distinte: una prima parte, di dodici capitoli, si occupa di argomenti di carattere teorico; la seconda parte, che comprende gli ultimi otto capitoli, ha intendimenti essenzialmente pratici.

Nella prima parte si espongono tutti i fondamenti dell'acustica teorica e matematica, con speciale considerazione di quelle che saranno le successive applicazioni agli altoparlanti. Si vengono così ad esaminare minutamente i fenomeni di propagazione, con particolare riguardo ai problemi in coordinate sferiche, allo studio dell'irraggiamento di una membrana rigida e di sorgenti doppie e multiple; le questioni inerenti alle vibrazioni delle membrane vengono pur esse studiate con tutta ampiezza.

Gli ultimi capitoli della prima parte trattano, secondo una via ormai classica, i problemi fondamentali dell'elettroacustica, ricorrendo di frequente al concetto di circuito equivalente: in modo particolare si prendono in considerazione l'altoparlante a bobina mobile e quello elettrostatico. Infine viene svolta la teoria dei corni e si dà cenno di due problemi di notevole importanza: quello delle onde di grande intensità e quello dei fenomeni transitori negli altoparlanti.

La seconda parte del volume, che è dedicata specificamente agli altoparlanti, presenta indubbiamente caratteri di notevole interesse ed originalità.

Dal lato costruttivo si esaminano dapprima le catene cinematiche che portano il movimento alla membrana; in seguito si studiano i magneti dei dinamici, dando norme per il loro proporzionamento, e non trascurando alcuni effetti dovuti a diseguali distribuzioni di flusso, che creano veri « raddrizzamenti » di carattere meccanico. Definito il rendimento, si descrivono i metodi di misura basati su determinazioni di impedenza elettrica, e i metodi diretti che consentono di rilevare la « risposta » dell'altoparlante; un lungo capitolo tratta con tutta l'opportuna diffusione il problema, quanto mai arduo ed importante, dei modi di vibrazione del cono dell'altoparlante dinamico, delle relative misure, e della interpretazione da dare ai risultati delle misure stesse.

Gli ultimi capitoli si occupano del progetto e del calcolo di un altoparlante, fornendo numerosi esempi e dati pratici, anche in relazione allo scopo al quale l'apparecchio deve servire, all'ambiente nel quale deve funzionare, ai requisiti di fedeltà e di purezza cui deve aderire; nelle ultime pagine è riportata la curva di risposta di un sistema di due altoparlanti, la quale presenta, nel tratto fra

50 e 10.000 Hz, divergenze dal valore medio contenute entro un massimo di 5 decibel.

Il volume non è certo di facile lettura: non poche nozioni di matematica superiore ed una solida preparazione nei problemi usuali di acustica sono necessarie per una comprensione proficua di tutta la vasta ed interessante materia trattata; ma bisogna convenire che il progetto razionale di un altoparlante è un problema di difficoltà non lieve e alla portata soltanto di tecnici specializzati. La lettura di questo interessante libro dimostra l'importanza della preparazione che tale specializzazione richiede. *G. Sac.*

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

Contribution à la bibliographie de la radioélectricité 1922-1932. — E. Chiron, Paris, 1933. — Un volume di 124 pagine. — Prezzo Fr. 12.

E. CARVALLO. — *La théorie d'Einstein démentie par l'expérience.* — E. Chiron, Paris, 1934. — Un volume di 51 pagine, con 9 figure. — Prezzo Fr. 6.

A. BOURSIN. — *Guide pratique du dépanneur en T.S.F.* — E. Chiron, Paris, 1935. — Un volume di 55 pagine, con 49 figure. — Prezzo Fr. 8.

L. CHRÉTIEN. — *Comment installer la T.S.F. dans les automobiles.* — E. Chiron, Paris, 1935. — Un volume di 53 pagine, con 19 figure. — Prezzo Fr. 6.

BREVETTI

Tubi elettronici per la generazione di oscillazioni di altissima frequenza.

Brevetto italiano n. 318439 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 3-2-1934. - Pubblicato il 12-6-1934. - Diritto di priorità dal 6-2-1933 (Germania).

Le dimensioni degli elettrodi dei tubi elettronici, adoperati per la generazione, l'amplificazione o la rettificazione delle onde ultracorte, sono l'elemento essenziale che impone il valore della frequenza delle oscillazioni in gioco. Com'è noto, agendo sui circuiti esterni al tubo, o sulle tensioni applicate, la frequenza di accordo può essere variata assai poco, e spesso tali variazioni determinano una notevole diminuzione del rendimento elettrico.

Secondo il ritrovato, si elimina tale inconveniente facendo sì che dall'esterno si possa modificare la struttura geometrica interna degli elettrodi.

Ad esempio, la griglia, costituita da un filo elastico avvolto a spirale intorno al catodo, può essere allungata od accorciata, se una delle sue estremità è collegata elasticamente al conduttore che la mantiene in comunicazione elettrica con l'esterno: l'estremità della griglia può essere provvista di un uncino manovrabile dal di fuori mediante un tubetto, che attraversi il vetro del bulbo essendo fissato al medesimo per mezzo di un sistema elastico; questo deve permettere piccoli spostamenti, pur garantendo la perfetta tenuta del vuoto.

Si può, altrimenti, provvedere l'estremità della griglia di una massa magnetica sulla quale si agisca mediante magneti esterni al tubo; e si può anche ottenere lo spostamento desiderato, ricorrendo all'effetto termico di correnti elettriche ausiliarie regolate dal di fuori.

Conformando l'anodo secondo un cilindro spaccato lungo una generatrice, gli effetti ora descritti possono essere senz'altro ottenuti su tale elettrodo, anzichè sulla griglia. *M. S.*

Modulazione di fasci luminosi.

Brevetto italiano n. 320311 (Electrical Research Products Inc., New York). - Patente dal 19-10-1933. - Pubblicato il 14-8-1934. - Diritto di priorità dal 19-10-1932 (Western Electric Co., Gran Bretagna).

I noti sistemi di modulazione di un fascio di luce destinato a segnare una macchia luminosa su una pellicola o su uno schermo, nei quali il fascio luminoso è costretto ad attraversare una fessura

di apertura variabile sotto le azioni delle correnti elettriche di segnalazione fonica o di immagine, manifestano una scarsa linearità nel processo di modulazione; ciò è dovuto sia alla necessaria ristrettezza dell'apertura della finestra, sia al movimento relativo della pellicola (o del dispositivo di ricomposizione delle immagini) rispetto al fascio luminoso modulato.

Un notevole miglioramento si ottiene col procedimento in esame, il cui schema è rappresentato, in una delle sue possibili forme di applicazione, nella fig. 1. Il pennello luminoso, prodotto dalla lampada 1, viene concentrato, per mezzo del sistema ottico 2, nel traferro di un magnete 3 avente i poli opportunamente traforati. Quivi il pennello luminoso viene modulato in altezza pel tramite dei due nastri metallici 4 e 5, sostenuti elasticamente, le cui po-

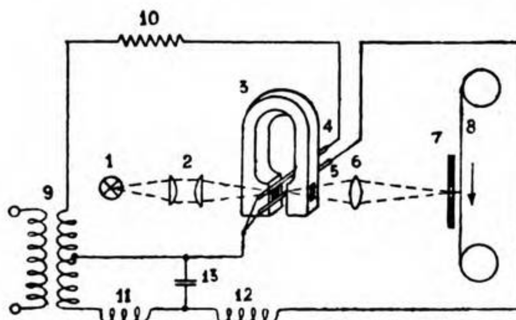


Fig. 1.

sizioni in altezza dipendono dai valori delle correnti elettriche che li attraversano. Al di là del magnete 3, il pennello luminoso modulato, attraversati un sistema ottico 6 ed un diaframma limitatore 7, incide sulla pellicola 8. La rappresentazione si riferisce evidentemente al caso della registrazione su pellicola di correnti foniche; sono ovvie le varianti da introdurre qualora il pennello luminoso sia destinato a riprodurre su uno schermo immagini teletrasmesse.

Secondo il ritrovato, i due nastri 4 e 5, limitatori del flusso luminoso, non vengono, come finora, comandati *contemporaneamente* dalle correnti elettriche di segnalazione. Si introduce, invece, un ritardo fra l'azione che le correnti stesse esercitano sul nastro 4, e quella che esse determinano sul nastro 5. Tale ritardo si fa preferibilmente corrispondere all'intervallo occorrente affinchè avvenga nel frattempo lo spostamento elementare relativo fra il pennello di luce e la pellicola (o lo schermo).

Allo scopo, le correnti che passano attraverso i nastri 4 e 5 sono prodotte dalle forze elettromotrici in opposizione di fase, che si generano nel secondario del trasformatore 9 alimentato dalle correnti provenienti dal microfono (o dal ricevitore). Mentre il circuito del nastro 4 offre prevalentemente resistenza ohmica, per effetto della presenza della 10, quello del nastro 5 è invece sotto-

posto ad un'azione elettrica ritardatrice, per effetto dell'interposizione di un filtro composto dalle induttanze 11 e 12 e dal condensatore 13.

Per mezzo di un siffatto circuito, il ritardo è evidentemente costante, indipendente dalla frequenza delle oscillazioni della segnalazione. Si può rendere più semplice e meno costoso il circuito del nastro 5 (come nel caso della fig. 2), tollerando una variazione della fase della corrente circolante nel nastro medesimo, col variare della frequenza.

Secondo lo schema rappresentato nella fig. 2, i due nastri 4 e 5 sono percorsi, oltre che dalle correnti di segnalazione, in maniera

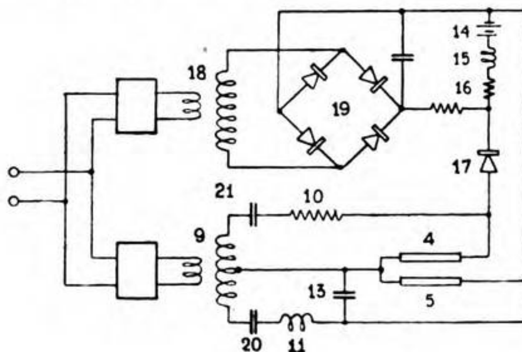


Fig. 2.

analoga a quella sopra spiegata (trasformatore 9, resistenza 10, induttanza 11, condensatore 13), anche da una corrente unidirezionale, generata dalla batteria 14, attraverso l'induttanza 15, la resistenza 16 ed il rettificatore 17. Tale corrente consente, in assenza di correnti di modulazione, di diminuire l'apertura del pennello di luce passante fra i nastri 4 e 5, così da ridurre l'effetto nocivo del rumore di fondo. Durante la modulazione, la corrente unidirezionale si diminuisce nel modo seguente: una parte della corrente di modulazione viene derivata, amplificata e rettificata nel raddrizzatore 19; la conseguente caduta di tensione, che si genera lungo la resistenza 16 e l'induttanza 15, modifica il valore della corrente unidirezionale. Il rettificatore 17 impedisce la dannosa inversione della corrente di polarizzazione dei nastri 4 e 5, mentre i condensatori 20 e 21, di grandissima capacità, evitano che tale corrente possa circolare nel secondario del trasformatore 9. *M. S.*

Sistema di aereo direttivo.

Brevetto italiano n. 320748 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 19-5-1934. - Pubblicato il 4-9-1933. - Diritto di priorità dal 31-5-1933 (Germania).

Il ritrovato concerne un sistema di aereo direttivo particolarmente adatto per la navigazione, il quale presenta un irradiamento strettamente compreso entro un settore ben definito. Il sistema può,

ad esempio, essere utilmente adoperato per integrare con una segnalazione radioelettrica la regolamentare segnalazione luminosa. Come è noto, le navi devono essere munite di fari laterali a luce diversa e tali fari devono produrre un fascio luminoso avente 90° di apertura; è pertanto necessario che il sistema trasmettente radioelettrico integrativo sia dotato di un'antenna capace di irradiare in un solo quadrante. I sistemi direttivi finora noti non soddisfano in modo completo a tale scopo, perchè il fascio principale di irradiamento è sempre accompagnato da fasci di irradiamento secondari, sia pure aventi intensità modeste.

Considerando il diagramma direttivo orizzontale (fig. 1) di un dipolo orizzontale irradiante, composto dai due cerchi *K* e *K'*, si può sopprimere metà dell'irradiamento (parte tratteggiata del dia-

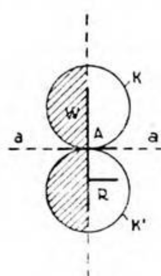


Fig. 1.

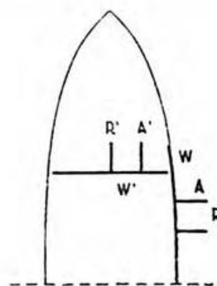


Fig. 2.

gramma) dimezzando l'antenna *A* e disponendo nel piano di simmetria dell'antenna originaria una superficie metallica *W'*, convenientemente estesa rispetto alla lunghezza d'onda. Per ottenere l'effetto desiderato è necessario che l'estensione della superficie intorno all'antenna *A* non sia inferiore ad una lunghezza d'onda. L'aggiunta di un riflettore *R*, identico all'antenna *A*, alla distanza di un quarto d'onda, permette poi di sopprimere la parte inferiore dell'irradiamento: il sistema è così capace di irradiare nel solo quadrante superiore destro della figura.

Secondo i piani verticali, l'irradiamento può essere convenientemente concentrato nelle direzioni orizzontali, sostituendo all'antenna *A* ed al riflettore *R* un gruppo di antenne e rispettivamente un gruppo di riflettori, sempre distanziando di un quarto di lunghezza d'onda i due gruppi. Ogni singolo gruppo è costituito di più dipoli orizzontali, disposti in un piano verticale, lunghi un quarto di lunghezza d'onda e reciprocamente distanziati di mezza lunghezza d'onda.

Nel caso particolare di applicazione alle navi (fig. 2), la superficie metallica *W'*, perpendicolare alle antenne, può essere senz'altro costituita dalla murata laterale esterna metallica della nave, oppure dalla fronte metallica delle strutture soprastanti al ponte: si hanno così le due possibili disposizioni segnate nella figura. Evidentemente,

l'estensione disponibile della superficie metallica impone il massimo valore della lunghezza d'onda utilizzabile affinchè il settore di irradiamento abbia un'apertura di circa 90°. *M. S.*

Tubi elettronici per la generazione di onde ultracorte.

Brevetto italiano n. 321051 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 27-4-1934. - Pubblicato il 20-9-1934. - Diritto di priorità dal 29-4-1933 (B. J. Thompson, S. U. A.).

Finora per la generazione delle oscillazioni di altissima frequenza si sono adoperati tubi elettronici i cui elettrodi sono disposti secondo una configurazione geometrica esattamente cilindrica circolare, e ciò sia nel caso in cui la frequenza dipenda esclusivamente dai valori delle tensioni applicate agli elettrodi e dalle dimensioni degli elettrodi stessi, e sia nel caso in cui, a determinare la frequenza, intervengano anche le costanti elettriche del circuito esterno. È noto che, comunque, ogni aumento di frequenza richiede un aumento del potenziale dell'elettrodo a griglia (funzionante da anodo) rispetto al catodo, ed una riduzione della distanza fra questi due

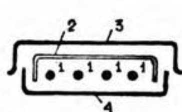


Fig. 1.

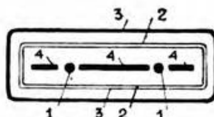


Fig. 2.

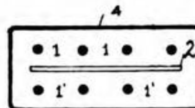


Fig. 3.

elettrodi. L'intenso riscaldamento dell'elettrodo a griglia impone pertanto una diminuzione della potenza delle oscillazioni col crescere della frequenza, e perciò in definitiva rimane limitata la frequenza delle oscillazioni per le quali si richiede una potenza sufficiente all'impiego per scopi di segnalazione.

Un notevole miglioramento — e cioè il conseguimento di potenze molto più rilevanti a frequenze più elevate — si ottiene, a norma del ritrovato, con l'impiego di tubi dotati di elettrodi disposti secondo una configurazione geometrica piana, e simili perciò a quelli che si adoperano per la produzione di frequenze non elevatissime. La causa del cattivo esito finora verificato nell'impiego di siffatti tubi di costruzione ordinaria, risiede probabilmente nel fatto che gli elettroni non possono assumere il « movimento pendolare » delle oscillazioni di Barkhausen Kurz, perchè nel piano passante per il filamento il potenziale spaziale non può essere ovunque nullo o negativo rispetto al filamento: negli interspazi del filamento la griglia, avente un potenziale fortemente positivo, induce un potenziale superiore a quello strettamente necessario per frenare il movimento degli elettroni ed invertirne la traiettoria.

Secondo il ritrovato si elimina tale ostacolo funzionale, corredando i tubi sopradetti di un elettrodo supplementare, il cui ufficio sia quello di stabilire nel piano contenente il filamento (disposto come comunemente a V o ad M) un potenziale prossimo a quello

medio del filamento stesso: naturalmente tale elettrodo dev'essere dotato di opportuna polarizzazione negativa rispetto al catodo.

Le fig. 1 e 2 rappresentano, a titolo d'esempio, la disposizione degli elettrodi nei tubi costituiti secondo il brevetto; sono in esse raffigurate le sezioni trasversali degli elettrodi, i quali, come si è detto, sono disposti secondo un sistema di configurazione piana, analoga cioè a quella dei tubi elettronici comuni. I tubi contengono quattro elettrodi: il filamento 1, disposto ad M (fig. 1) o a V (fig. 2), l'elettrodo a griglia 2 (il quale, nel funzionamento a campo frenante, assume la funzione di anodo) costituito da una griglia di fili orizzontali, l'elettrodo 3, foggiato a placca, funzionante da « limitatore », e finalmente l'elettrodo 4, foggiato a placca e disposto in prossimità del filamento, dalla parte opposta degli altri elettrodi (fig. 1) oppure nel piano stesso contenente il filamento (fig. 2). Quest'ultimo elettrodo costituisce appunto l'elettrodo supplementare che adempie l'ufficio sopra menzionato.

Nella fig. 3 è rappresentato un tubo a costituzione più speciale. I due filamenti 1 ed 1' sono affacciati dalle due parti dell'elettrodo a griglia 2 (funzionante da anodo), mentre l'elettrodo ausiliario 4 contorna esternamente tutto il sistema. È evidente che ogni filamento 1 (1') si comporta come elettrodo di limitazione (per effetto della presenza dell'elettrodo ausiliario) rispetto all'emissione determinata dall'altro filamento 1' (1). Le oscillazioni elettroniche vengono raccolte fra l'elettrodo a griglia e l'elettrodo ausiliario.

M. S.

Perfezionamenti agli oscillatori a reazione.

Brevetto italiano n. 321084 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 24-4-1934. - Pubblicato il 21-9-1934. - Diritto di priorità dal 27-4-1933 (C. Travis, S. U. A.).

Il brevetto riguarda un perfezionamento apportato ai circuiti di impiego di un tubo a più elettrodi — ad esempio del tipo RCA 2 A 7 — adatto per adempiere alla funzione combinata di oscillatore a reazione e di rettificatore.

Come risulta dalla fig. 1, il circuito accordato di entrata (6, 7) è connesso da un lato alla quarta griglia (4) del tubo, e dall'altro alla sorgente di polarizzazione negativa, la quale fornisce generalmente una tensione variabile entro larghi limiti e viene comandata a mano od automaticamente dal regolatore di volume. Fra il catodo C e la prima griglia (1) è collegato, nel modo usuale, il circuito di accordo (8, 9) del generatore locale. La terza e la quinta griglia (3, 5) adempiono all'ufficio di schermo e pertanto sono connesse a sorgenti di tensioni positive costanti. L'anodo A è collegato alla sorgente di tensione anodica attraverso un circuito oscillatorio (10, 11) accordato sulla frequenza dei battimenti, mentre la seconda griglia (2) — la quale funziona da anodo per l'oscillazione locale — è connessa alla medesima sorgente attraverso la bobina di reazione (12), accoppiata al circuito oscillatorio (8, 9), ed attraverso un riduttore di tensione composto di una resistenza derivata su un condensatore.

È stato sperimentalmente notato che adoperando tubi di tipo analogo a quello sopracitato, se il circuito dell'anodo è del tutto indipendente da quello della seconda griglia, e cioè se la corrente anodica del tubo non attraversa la bobina di reazione, l'oscillazione locale aumenta di ampiezza e diminuisce di frequenza quando diminuisce la tensione di polarizzazione della griglia (4) di segnalazione, e cioè quando varia il volume. Se invece tutta la corrente anodica attraversa pure la bobina di reazione, si ha l'effetto inverso.

Fig. 1.

Pertanto si può ottenere, secondo il ritrovato, una oscillazione locale particolarmente stabile in ampiezza ed in frequenza, dotando la bobina di reazione (12) di un attacco intermedio, in una posizione convenientemente regolata, così che la parte inferiore della bobina sia attraversata da ambedue le correnti anodiche — quella vera e propria, e quella della seconda griglia — mentre la parte superiore sia percorsa soltanto dalla corrente anodica relativa all'oscillazione locale.

L'effetto nocivo della capacità residua interelettrodica interna, esistente fra l'anodo *A* e la griglia di segnalazione (4), viene neutralizzato per mezzo di un condensatore di neutralizzazione (13) e di una bobina (14) accoppiata reattivamente al circuito di entrata (6, 7) della segnalazione. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Misuratore portatile di sensazione sonora.

In base ai dati forniti da E. Paolini [1] è stato costruito dalla ditta Allocchio Bacchini e C. un misuratore portatile di sensazione sonora (fonometro).

Allo schema originale sono state apportate alcune varianti (suggerite in parte dal Paolini stesso), sia per necessità costruttive, sia per migliorare l'attendibilità delle misure.

Il microfono a condensatore usato nell'apparecchio ha una sensibilità variabile con la frequenza, poichè, date le sue dimensioni, la

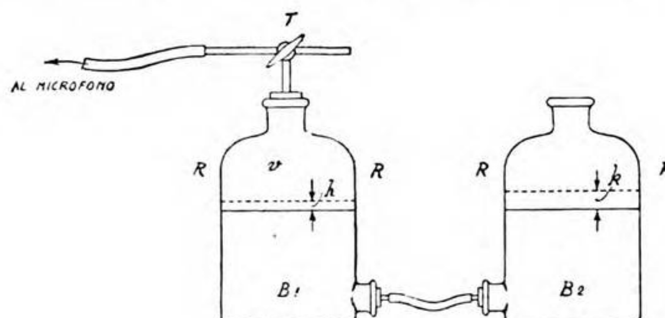


Fig. 1. — Dispositivo per la misura di piccole pressioni.

risonanza meccanica della membrana si verifica per una frequenza compresa nella gamma acustica. Perciò, al fine di regolare la curva di sensibilità del complesso, non è stato sufficiente agire sulle capacità di accoppiamento degli stadi dell'amplificatore, ma si è dovuto aggiungere un opportuno filtro elettrico per compensare quella particolare risonanza.

Il cambiamento di sensibilità dell'apparecchio, per attuare le condizioni di misura con le tre diverse scale (90, 110 e 130 phon), è ottenuto variando contemporaneamente, per mezzo del commutatore multiplo, le caratteristiche dei circuiti dell'amplificatore e del filtro.

Al voltmetro elettronico a valore massimo ne è stato sostituito uno a valore efficace, per avere letture direttamente dipendenti dall'energia acustica incidente.

---

[1] E. Paolini: A. F., 1933, II, p. 741.

Per misurare le piccole pressioni durante la taratura elettrostatica del microfono, si è seguito il sistema seguente. Due bottiglie di vetro B_1 e B_2 (fig. 1) comunicano tra loro per mezzo di un robusto tubo di gomma e contengono acqua sino ad un livello inferiore al

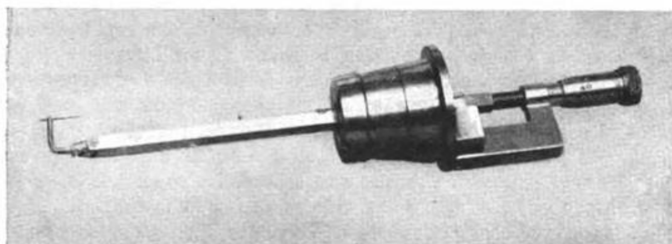


Fig. 2. — Idrometro per la misura di piccoli dislivelli.

raccordo *R R* della calotta alla parte cilindrica. La B_1 è connessa alla camera di compressione del microfono per mezzo del rubinetto *T*, il quale permette altresì di far comunicare l'ambiente v con l'atmosfera. Inizialmente le due bottiglie contengono acqua allo stesso livello; chiuso *T* si aggiunge in B_2 un peso noto Π di acqua. Il livello della superficie libera S_1 in B_1 si alza allora di h, riducendo

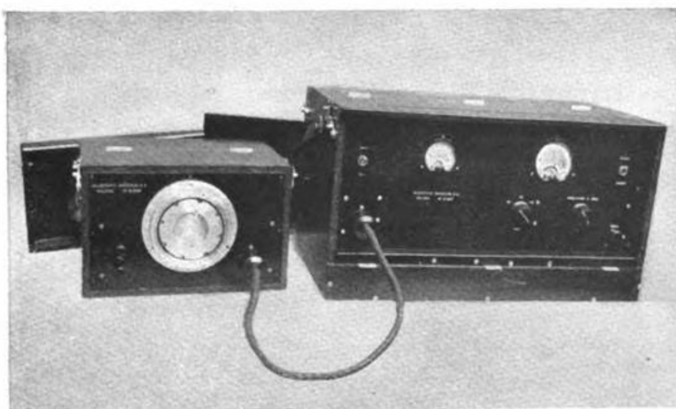


Fig. 3. — Vista dell'apparecchio.

il volume v di $h\,S_1$, mentre il livello della superficie libera S_2 in B_2 si sopraeleva di k. Se $\Delta\,p$ indica la sovrapressione in v, e γ il peso specifico dell'acqua, è:

$$\Delta\,p + h\,\gamma = k\,\gamma\,,$$

mentre d'altra parte:

$$\frac{\Pi}{\gamma} = h\,S_1 + k\,S_2\ ;$$

da cui:

$$\Delta p = - \frac{\Pi}{S_1} + \gamma k \left(1 + \frac{S_2}{S_1} \right) :$$

Δp è di segno contrario a Π / S_1 perchè il senso della forza Δp agente sull'unità di superficie di S_1 è in opposizione con la forza Π. La lettura di k può essere fatta a mezzo di un idrometro (fig. 2) costituito da un'asticciola prismatica, scorrevole a mezzo di vite micrometrica portata da un tappo metallico: applicando tale idrometro al collo di B_2 e guardando dal basso la superficie libera dell'acqua, si determina, con l'approssimazione di 0,01 mm, la posizione in cui la punta dell'idrometro affiora. Le superficie S_1 e S_2 si determinano come rapporti tra volumi di acqua e dislivelli.

La taratura del microfono è stata condotta analogamente a quanto è descritto nella nota già citata.

In fig. 3 si ha la vista dell'apparecchio completo: la cassetta di sinistra contiene il microfono a condensatore con il preamplificatore e le relative alimentazioni; quella di destra contiene l'amplificatore, il filtro, l'indicatore di uscita ed i blocchi di pile a secco di alimentazione.

Milano, aprile 1935-XIII.

Laboratorio Allocchio Bacchini.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Istituto di ricerche del G. P. O. a Dollis Hill. — Si fa sentire di giorno in giorno più urgente il bisogno di istituti di ricerca, i quali provvedano nei singoli campi a svolgere parallelamente studi di carattere scientifico ed esperienze di più immediata applicazione, per rispondere alla necessità di risolvere i diversi problemi che, si può dire quotidianamente, si presentano nella tecnica. Un importante esempio di istituto di questo genere è offerto dal Servizio delle Ricerche del « General Post Office » britannico, di cui B. S. Cohen ha riferito nel fascicolo di agosto 1934 del *J.I.E.E.*

Tale istituto, che svolge la sua attività nei campi della telegrafia e della telefonia, è impiantato a Dollis Hill, presso Londra, ed occupa un complesso di fabbricati che coprono un'area di 10.000 m² circa (fig. 1 e 2).

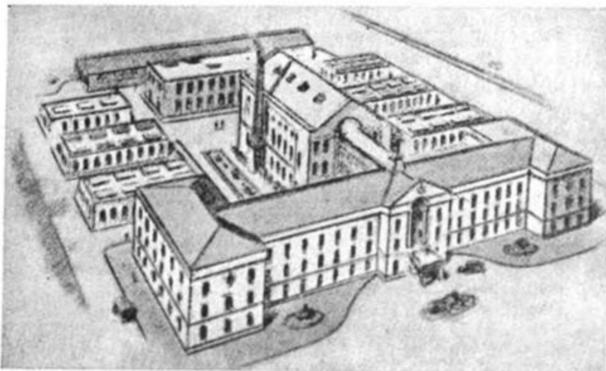


Fig. 1. — Veduta panoramica del centro di ricerche del G. P. O.

Un edificio centrale ospita i servizi di amministrazione, la biblioteca e vari reparti di ricerca, mentre in padiglioni separati sono installati il laboratorio di chimica, quello di acustica, quello per ricerche di radiotecnica, un'officina completamente attrezzata, una scuola professionale per il personale del P. O. ed i vari servizi speciali.

La produzione delle varie forme di energia elettrica per gli scopi di ricerca è centralizzata. I generatori e le batterie, sistemati in apposite sale, forniscono la corrente elettrica, che viene distribuita ai laboratori sotto diverse tensioni, da 22 a 240 V.

L'istituto è posto alle dipendenze di un ingegnere - capo direttore (*staff engineer*), assistito da tre ingegneri - capi aggiunti (*assistant staff engineers*), ognuno dei quali ha l'alta sorveglianza di tre gruppi o reparti. I lavori di ricerca sono suddivisi fra otto di questi gruppi, mentre un nono provvede alla istruzione professionale; ad ogni reparto sono preposti uno o due ingegneri (*executive engineers*).

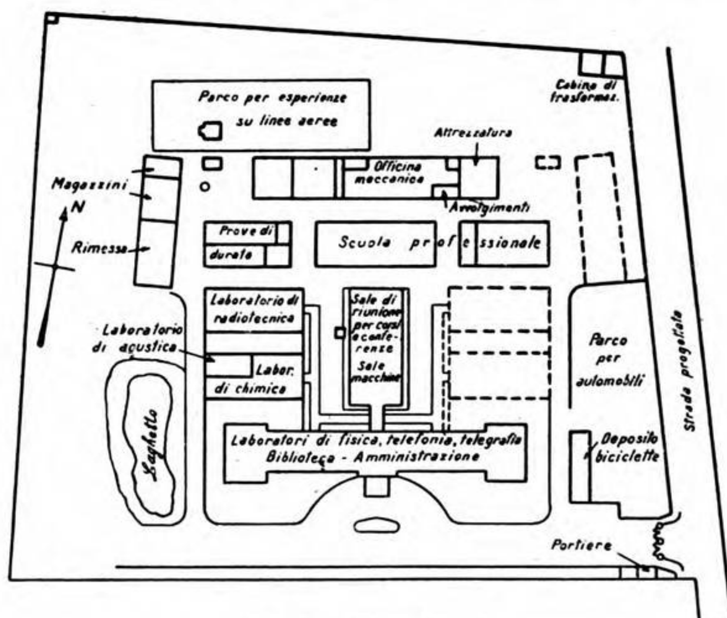


Fig. 2. — Pianta generale.

Complessivamente vi sono 112 funzionari superiori (ingegneri, ispettori, redattori) e 174 agenti (tecnici, operai, copisti, telefonisti, fattorini).

Data la mole notevole e la varietà delle ricerche che si svolgono, si è dedicata molta cura all'organizzazione, anche sotto l'aspetto materiale, del lavoro di studio e di esperienza, nonchè alla raccolta e alla conservazione dei risultati. Si è inoltre, in particolare modo, voluta assicurare la continua collaborazione fra i vari reparti, organizzando frequenti riunioni fra i dirigenti e mantenendo i ricercatori informati del lavoro che si viene via via svolgendo.

I nove reparti, in cui il Servizio delle Ricerche è suddiviso, si occupano ciascuno di un determinato campo di attività; i còmpiti di lavoro vengono loro assegnati in dipendenza dell'argomento.

Un primo reparto è incaricato delle ricerche sui materiali e svolge studi di chimica, fisica, metallurgia: rientrano quindi nel suo campo, ad esempio, i danni di elettrolisi provocati dalle correnti disperse. Un secondo reparto si interessa alla trasmissione sulle

linee: esso ha, fra l'altro, sviluppato recentemente un soppressore d'eco, nel quale si fa uso di elementi ad ossido di rame in sostituzione dei tubi, con risultati pienamente soddisfacenti; ha anche provveduto alla costruzione di un oscillatore di precisione a frequenza stabile e quasi completamente privo di armoniche.

Un terzo reparto cura i lavori sugli apparecchi telefonici ed un suo sottogruppo si occupa di elettroacustica. Le ricerche sui cavi terrestri e sottomarini sono affidate a un quarto reparto, il quale ha di recente portato a completo sviluppo, con ottima riuscita, un sistema per la ricerca dei guasti nei cavi subacquei, per mezzo di elettrodi mobili rimorchiati.

I reparti quinto e sesto compiono l'uno ricerche di telegrafia, e l'altro studi e lavori sulle apparecchiature automatiche, sulle centrali telefoniche e sui circuiti. Degli ultimi tre reparti uno si occupa dei problemi costruttivi, uno dell'istruzione professionale ed uno si interessa dei brevetti, cura la biblioteca e la pubblicazione dei rapporti.

Per quanto riguarda l'inquadramento nell'attività nazionale, oltrechè come organo alle dirette dipendenze del G. P. O., il Servizio delle Ricerche collabora con gli altri istituti scientifici inglesi, ai quali ricorre per le ricerche che esulino dal campo della telefonia e telegrafia, mentre risponde ai quesiti anche di altri enti sulle materie di sua competenza. *An. Gi.*

*

Convegno a Nizza per lo studio di problemi di televisione. — Per iniziativa dell'Istituto Internazionale di Cinematografia Educativa (I.C.E.) si è riunito a Nizza, nei giorni dal 4 al 6 aprile scorso, un comitato di studio delle questioni relative alla televisione; ai lavori hanno partecipato, oltre i rappresentanti dell'I.C.E., i delegati dell'Unione Internazionale di Radiodiffusione (U.I.R.), un rappresentante del segretariato della Società delle Nazioni e alcune personalità degli ambienti scientifici ed industriali dei vari paesi. Delle relazioni, riferite e discusse durante il convegno, talune meritano particolare menzione.

Un rapporto tecnico, compilato dall'I.C.E., ha esposto in maniera completa lo stato attuale della televisione secondo i vari sistemi: sistemi basati sul movimento di organi meccanici e sistemi basati sull'uso di raggi elettronici comandati elettricamente.

Sono compresi nella prima categoria gli ormai classici apparecchi a disco (Nipkow), a ruota di specchi (Weiller), a vite di specchi e quelli a specchio risonante. In questi ultimi l'esplorazione dell'immagine si effettua per mezzo di un fascetto luminoso proveniente da una sorgente puntiforme e riflesso da uno specchio animato da doppio movimento vibratorio, intorno agli assi verticale e orizzontale.

La seconda categoria comprende gli apparecchi nei quali, per l'esplorazione dell'immagine, si adoperano i raggi catodici; oltre al procedimento ordinario, nel quale la traccia luminosa del fascetto di raggi catodici, ottenuta sullo schermo fluorescente, viene utiliz-

zata come elemento esploratore, si hanno l'iconoscopio di Zworykin ed il sistema Farnsworth. In questo si fa uso di un tubo catodico a vuoto molto spinto, nell'interno del quale, su uno schermo trasparente ricoperto da una emulsione fotosensibile, si forma l'immagine. I diversi punti dell'immagine emettono elettroni, e questi, attirati dall'anodo, vanno a formare su di esso un'immagine elettrica che corrisponde esattamente a quella luminosa sullo schermo fotosensibile. Al centro dell'anodo vi è una piccola apertura; deviando con due campi ortogonali opportuni il fascio di raggi paralleli uscente dallo schermo fotosensibile, si riesce a far passare successivamente per questa apertura ciascuno dei raggi che corrispondono ai vari punti dell'immagine. Raccogliendone l'effetto su di un piccolo anodo supplementare, e dopo un'amplificazione che risulta assai delicata, si ottiene la corrente modulata utile.

Il rapporto esamina ancora i classici dispositivi di sincronizzazione dei ricevitori e sommariamente i principi della televisione stereoscopica, della televisione a colori e della visione notturna per mezzo di raggi infrarossi.

Un secondo rapporto (Gallarati e De Montenach) riguarda le relazioni fra la televisione, il cinematografo e la radio. È evidente come fra la televisione ed il cinematografo esistano motivi di stretta collaborazione, sia perchè entrambi hanno per oggetto la visione, sia per la comunanza degli scopi di carattere educativo a cui sono in grado di soddisfare; si osserva però che le pellicole normali non sono forse del tutto adatte alla televisione per la loro lunghezza, mentre la necessità, in cui almeno per ora ci si trova, di osservare le immagini da vicino, obbligherà a far uso di speciali procedimenti di ripresa. Anche fra la televisione e la radio esistono stretti rapporti ed ha luogo un vicendevole completamento. Secondo osservazioni della « Radio Manufacturers Association » inglese, il semplice annunzio dell'inizio di regolari trasmissioni televisive ha provocato una sensibile contrazione nella vendita degli apparecchi radiofonici, mostrando come il pubblico consideri le due trasmissioni strettamente collegate e speri di potersi procurare presto ricevitori adatti ad ambedue; ma sarebbe erroneo ritenere che lo sviluppo dell'una dovesse nuocere a quello dell'altra. All'inizio la collaborazione sarà prevalentemente tecnica, ed appare ragionevole la norma di affidare il nuovo servizio della televisione allo stesso ente che provvede ad effettuare le radiodiffusioni; per altro, la diversità delle frequenze richieste dai due servizi esclude che si possa pensare di provvedere con un'unica trasmissione.

L'utilizzazione della televisione per scopi culturali ed educativi è stata esaminata in un altro rapporto dal direttore dell'I.C.E. (De Feo), il quale ha illustrato con ampiezza di vedute i grandi vantaggi che si possono ricavare a tal fine dalla nuova forma di comunicazione.

Di argomenti più strettamente tecnici si occupa il primo dei due rapporti presentati da delegati dell'U.I.R. (Braillard e Burrows), in cui si trattano le questioni di televisione che hanno attinenza col campo internazionale. Anzitutto esso segnala il problema della normalizzazione dei dispositivi di televisione, sulla traccia di quanto

è in vigore per il cinematografo, ove sono stabiliti il numero delle immagini per unità di tempo, la velocità di svolgimento della pellicola, le dimensioni dei fotogrammi, e così via; è auspicabile che un organismo competente si occupi della questione subito, dato che si è ancora agli inizi, e l'azione si presenta possibile e non troppo difficile. In secondo luogo, per quanto riguarda lo scambio dei programmi, poichè non si può, almeno per ora, prevederne la diffusione diretta in vaste zone, è inevitabile ricorrere allo scambio delle registrazioni su pellicola; ma è certo che in futuro si dovrà provvedere all'effettuazione di trasmissioni dirette, a grande distanza, attraverso opportuni collegamenti. La risoluzione di questo problema conduce alla necessità della costruzione di cavi capaci di lasciar passare frequenze dell'ordine di 1 o 2 milioni di hertz; il prezzo molto elevato ne fa apparire ancora lontana l'attuazione.

Il secondo rapporto dell'U.I.R. si occupa degli sforzi fatti fino ad ora per varie vie al fine di completare i programmi radiofonici col fattore visivo: attraverso la pubblicazione di serie di cartoline e di giornali illustrati, attraverso la proiezione di pellicole, e così via. La televisione è il mezzo che si presenta come il più adatto a risolvere questo problema in modo semplice e poco oneroso.

Fra le conclusioni adottate alla fine del convegno, è stato posto in rilievo come, data l'analogia degli scopi e dei metodi, sembri opportuno che radiodiffusione e televisione si affidino agli stessi organismi; parecchi enti di radiodiffusione sono già stati incaricati di svolgere il nuovo servizio: tale tendenza appare destinata a divenire generale.

Circa gli scopi di carattere internazionale che la televisione deve avere, scopi che non diversificano da quelli della radio, i partecipanti al convegno hanno auspicato che la collaborazione di carattere internazionale divenga sempre più intima; affinchè la televisione ne tragga la possibilità di compiere, pur senza perdere il suo carattere ricreativo, una larga missione educativa e culturale, e di effettuare, grazie ad una intesa con altri rami dell'attività tecnica e scientifica intenta al problema della diffusione dei suoni e delle immagini, quei miglioramenti e quei progressi che sono possibili soprattutto se non vi è contrasto nella utilizzazione delle onde.

Come raccomandazione concreta, destinata a facilitare il proseguimento dei lavori, è stata proposta la costituzione di un comitato misto I.C.E. - U.I.R., con l'incarico di seguire i progressi della televisione e studiare le forme di collaborazione possibili, utili, necessarie. Al che potrà efficacemente giovare il centro internazionale di documentazione e di collegamento, che l'I.C.E. ha deciso di costituire presso la sua sede in Roma. *An. Gi.*

*

Stazione radiofonica di Vienna. — La stazione (della quale R. Linsmayer ha pubblicato nei fascicoli di *E. u. M.* del 23 e del 30 settembre 1934 una diffusa descrizione) sorge sul Bisamberg, a 15 km a nord-ovest dal centro della città. L'energia necessaria al funzionamento dell'impianto è generata sul posto mediante tre gruppi co-

stituiti da un motore Diesel e da un alternatore trifase a 380 V: due da 420 kVA, uno da 335 kVA; uno dei gruppi è di riserva.

Le tensioni continue per l'alimentazione del trasmettitore (eccettuate la tensione anodica degli ultimi tre stadi e la tensione di accensione dello stadio di potenza) sono ottenute da tre gruppi convertitori rotanti, ciascuno a doppia tensione. I triodi dell'ultimo stadio (due in funzione e due di riserva) sono a riscaldamento indiretto e pertanto alimentati con corrente alternata da quattro trasformatori per 380/15 V, 2000 A secondari. L'accensione è fatta in due tempi: a freddo si applica la tensione iniziale di 6 V, in corrispondenza

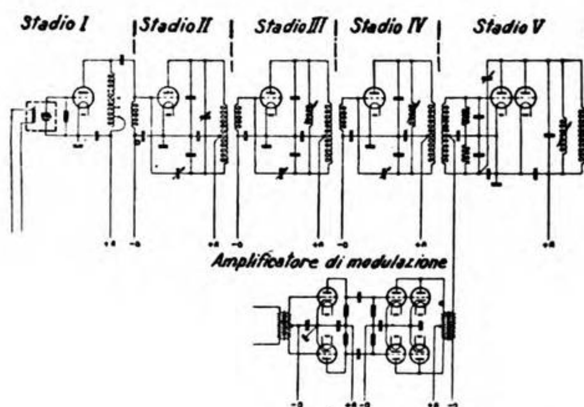


Fig. 1. — Schema del trasmettitore

della quale i triodi assorbono 4000 A ciascuno; dopo circa 1′ la tensione è portata automaticamente a 15 V e la corrente scende al valore di regime di 1800 A per triodo.

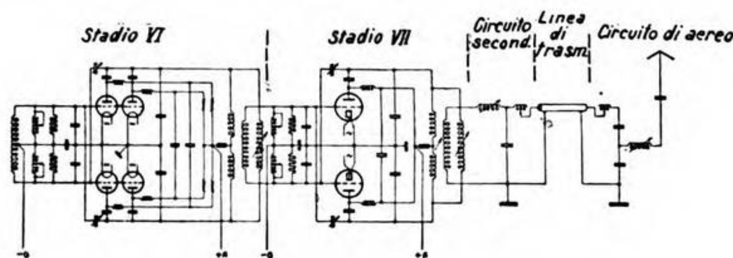
La tensione anodica per gli ultimi tre stadi (12.000 V) è ottenuta mediante un raddrizzatore esafase a vapori di mercurio, in cassa metallica e fornito di griglie di controllo, capace di erogare 50 A a 13 kV. La tensione è regolabile da 6 a 13 kV; le griglie consentono lo spegnimento praticamente istantaneo degli eventuali archi di corrente raddrizzata; dopo lo spegnimento viene automaticamente riapplicata la tensione ridotta di 6 kV; l'intera manovra si svolge in 3/4 di secondo.

Dallo schema del trasmettitore, riprodotto in fig. 1, si rileva che esso è composto di un oscillatore pilota a quarzo (stadio I), seguito da tre amplificatori a radiofrequenza neutralizzati (stadi II, III, IV), dai quali si ottengono circa 400 W. Nel V stadio la corrente portante è modulata, per tensione alternata di griglia, da un amplificatore di modulazione costituito di due stadi a schema simmetrico. La corrente modulata è infine amplificata da due stadi (VI e VII), anche questi a schema simmetrico, l'ultimo dei quali eroga sull'aereo la potenza di 100 kW in assenza di modulazione.

I triodi impiegati nei vari stadi sono:

per gli stadi I e II	1 triodo RS 241 da 12 W
» » » III e IV	1 » RS 214 da 400 W
per lo stadio V	2 triodi RS 253 da 2,5 kW
» » » VI	4 » RS 254 da 10 kW
» » » VII	2 » RS 300 da 300 kW.

Il portaquarzo ed il termostato del pilota sono costruiti secondo il noto sistema Telefunken (1). Era garantito uno scarto massimo di



radiofonico di Vienna (Bisamberg).

$\pm$ 5 Hz sulla frequenza di lavoro di 592 kHz (stabilità relativa $8{,}6 \times 10^{-6}$); le misure effettuate dal Centro di controllo della U.I.R. di Bruxelles durante un mese di esercizio hanno accertato una stabilità relativa di 4×10^{-6}.

La profondità di modulazione è del 100 %, con un fattore di distorsione del 4,7 %, che scende al 2 % se la profondità di modulazione è limitata all'80%. La fig. 2 riproduce la caratteristica sperimentale di modulazione del trasmettitore.

Uno speciale accenno meritano i triodi dello stadio finale, da 300 kW, che sono, come si è già accennato, a riscaldamento indiretto; il catodo, a bassa temperatura, è di forma cilindrica e molto rigido, sicchè i triodi presentano una notevolissima resistenza agli eventuali archi interni; la griglia è avvolta assai vicino al catodo, cosicchè la pendenza caratteristica raggiunge i 250 mA/V; la corrente e la tensione di saturazione sono, rispettivamente, di 200 A e 800 V. Poichè il catodo è equipotenziale, il gomito inferiore della caratteristica mutua risulta molto acuto.

Allo scopo di sopprimere il più possibile le armoniche, è stato

(1) A. F., 1933, II, p. 102; e 1934, III, p. 628.

adottato un circuito secondario tra lo stadio finale e la linea di trasmissione; e questa, che è costituita da conduttori concentrici ed

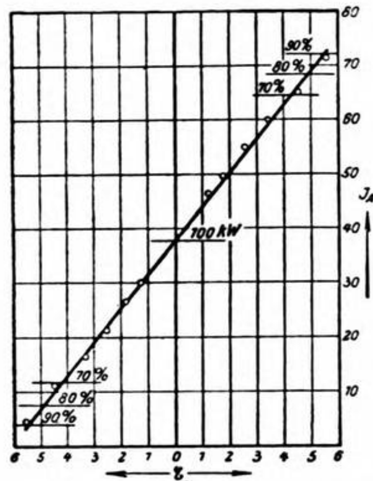


Fig. 2. — Curva sperimentale di modulazione.

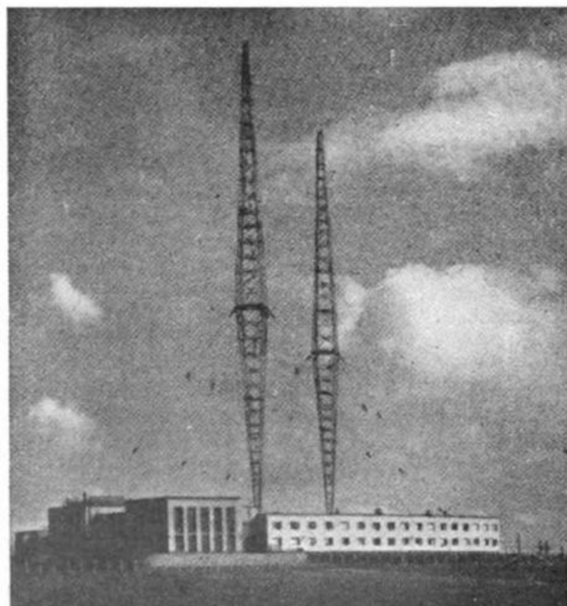


Fig. 3. — La stazione con gli aerei irradiante e riflettente.

ha un'impedenza caratteristica di 62 Ω, è accoppiata per capacità sia al circuito secondario sia all'aereo. Il fabbricato è inoltre schermato da una gabbia di piattina di rame che sopprime l'irradiazione diretta da parte dei circuiti oscillatori. La potenza irradiata corrispondente all'armonica più intensa risulta di 1 mW.

L'aereo è costituito da un pilone bipiramidale in traliccio di acciaio, alto 130 m, eccitato alla base, che possiede una capacità statica di 2200 $\mu\mu F$ e presenta un'onda propria di 620 m. Poichè il trasmettitore ha un'ubicazione eccentrica rispetto al territorio austriaco, si è riconosciuta la necessità di ricorrere ad un radiatore semidirettivo. Pertanto, a distanza di 115 m dal pilone predetto ne è stato eretto un secondo, di dimensioni uguali, che, eccitato per risonanza, agisce da riflettore (fig. 3).

Poichè le grandi variazioni di umidità del terreno non garantivano una buona terra, ciascun pilone è stato dotato di un proprio contrappeso esteso su una superficie di 1400 m^2; ed è previsto un sistema di riscaldamento elettrico per la fusione del ghiaccio che viene a formarsi sui fili.

Il trasmettitore è infine provvisto di un razionale sistema di controllo delle trasmissioni: tre circuiti accordati, accoppiati rispettivamente con l'aereo e con i circuiti oscillatori degli amplificatori modulati, alimentano tre raddrizzatori lineari le cui uscite possono essere commutate o sull'altoparlante di controllo o su registratori scriventi di modulazione. Gli stessi apparati possono essere inseriti in derivazione sull'arrivo della linea musicale dallo studio, prima e dopo gli egualizzatori di attenuazione, ovvero sul secondario del trasformatore di modulazione; un generatore di tono serve alla taratura dell'apparecchiatura di controllo. *E. Cr.*

*

Sviluppo della radiodiffusione nel mondo. — In base a dati ufficiali comunicati dai governi dei rispettivi paesi e raccolti dall'Unione Internazionale di Radiodiffusione, si può rilevare quale sia lo sviluppo raggiunto dalla radiodiffusione. I dati rispecchiano la situazione al mese di aprile 1935.

	Numero degli apparecchi	Numero degli apparecchi ogni mille abitanti
Stati Uniti d'America	20.750.000	162,23
Danimarca	568.175	160,00
Gran Bretagna	6.780.569	147,25
Svezia	733.190	118,03
Olanda	909.127	108,86
Australia	681.634	101,89
Nuova Zelanda	148.284	95,55
Germania	6.142.921	94,22
Islanda	10.350	90,00
Svizzera	356.866	87,75
Canadà	813.000	78,52

	Numero degli apparecchi	Numero degli apparecchi ogni mille abitanti
Austria	527.295	78,00
Belgio	603.860	73,52
Danzica	26.462	63,90
Norvegia	157.434	54,85
Unione Sud-Africana	98.562	53,91
Cecoslovacchia	693.694	47,10
Cile	200.000	46,64
Lussemburgo	13.750	45,83
Francia	1.755.946	41,97
Argentina	500.000	41,58
Ungheria	340.117	39,14
Cuba	150.000	37,50
Finlandia	129.123	34,92
Lettonia	64.567	33,97
Messico	500.000	30,20
Giappone	1.951.858	21,59
Irlanda	60.000	20,00
Estonia	16.827	15,10
Bolivia	50.000	14,28
U.R.S.S.	2.323.000	13,82
Polonia	374.000	11,63
Italia	430.000	10,08
Terranova	2.632	9,96
Spagna	213.004	8,99
Lituania	20.240	8,17
Romania	100.981	5,59
Iugoslavia	66.530	4,77
Portogallo	27.895	4,08
Bulgaria	9.000	1,48
Grecia	5.000	0,80

An. Gi.

*

Notizie varie commerciali. — I problemi principali che hanno particolarmente interessato il commercio radio in questi ultimi tempi sono stati due: le restrizioni delle importazioni e alcune iniziative di vendite extracommerciali.

A causa delle barriere doganali proibitive sugli apparecchi, le importazioni erano già limitate ai tubi riceventi e trasmittenti e a qualche apparecchiatura che presentasse speciali caratteri di novità. Perciò le recenti disposizioni restrittive hanno richiamato l'attenzione degli ambienti industriali e commerciali, che se ne sono preoccupati principalmente per quel che riguarda i tubi; ma, anche per l'interessamento della Federazione del Commercio Ferro Metalli e Macchine, è prevalso il concetto che le importazioni dei tubi ter-

moionici fossero regolate con criteri tecnici, tenendo conto delle reali possibilità della fabbricazione nazionale.

La preoccupazione di adeguare la produzione al consumo ha sconsigliato finora le autorità competenti dal concedere nuove licenze di fabbricazione; sono noti gli argomenti pro e contro l'applicazione di tale criterio, che non può essere assoluto.

Frattanto, per l'applicazione delle direttive tecniche accennate, al Ministero delle Comunicazioni è stato affidato il controllo delle importazioni dei tubi trasmittenti e al Ministero delle Corporazioni quello delle importazioni dei tubi riceventi.

In questo ultimo campo si è avuto assai di recente l'annunzio del nuovo passo in avanti compiuto dalla tecnica americana col perfezionamento del tubo a bulbo metallico; il quale avrebbe notevoli vantaggi su quello in vetro a causa delle dimensioni minori, della schermatura insita nel tubo stesso e più efficace, del raffreddamento più rapido, della minor capacità fra gli elettrodi e della maggiore amplificazione alle frequenze più alte.

Il commercio degli apparecchi radiofonici è stato spesso turbato da iniziative, nate dalla convinzione di aver trovato il sistema di aumentare in grande misura l'assorbimento di apparecchi da parte del mercato, mediante una distribuzione extracommerciale. L'argomento è certo delicato; ma l'esperienza dimostra che è spesso illusoria la speranza di evitare realmente le spese commerciali col mettere da parte l'ordinaria organizzazione del commercio.

Ora che la tecnica dei radioricevitori ha raggiunto una notevole perfezione specialmente nelle qualità musicali e di sensibilità degli apparecchi, nel pubblico si fa sempre più sentito il bisogno di ricevere audizioni immuni dai disturbi elettrici industriali. Sembra che a tale scopo sia necessario un completamento della legislazione attuale specialmente nella definizione di coloro cui incombe l'obbligo di applicare i dispositivi di protezione. Nei paesi, dove si è attuata questa « polizia dell'etere », l'obbligo è stato definito, entro certi limiti, a carico dei costruttori, utilizzatori, rivenditori e detentori degli apparecchi elettrici disturbatori.

Poichè la tecnica della identificazione, della misura dei disturbi e della protezione da essi ha prodotto apparecchiature efficaci, e la legge italiana, in linea di massima, ne prescrive l'applicazione, c'è da augurarsi che gli sforzi congiunti del commercio e dell'industria radio, nonchè dell'E.I.A.R., sotto gli auspici del Sottosegretariato per la Stampa e la Propaganda e mediante gli opportuni interventi del Ministero delle Comunicazioni, riescano a risolvere anche questo problema, tenendo conto equamente di tutti gl'interessi in giuoco.

È stata fissata in linea di massima al mese di settembre la data del II Convegno Corporativo della Radio, che sarà caratterizzato quest'anno dal fatto che sui vari argomenti riferiranno anche rappresentanti del commercio. Tali argomenti riguarderanno le ven-

dite extracommerciali, i possibili accordi bilaterali fra l'industria e il commercio sui prezzi e sugli sconti, sui depositi e sulle vendite rateali, sulle garanzie e sui cambi, e anche la legislazione radioelettrica con speciale riguardo ai disturbi alle radioricezioni.

Lo studio dei problemi posti dall'avvento della radiodiffusione visiva è stato affidato, nel campo internazionale, all'Istituto Internazionale per la Cinematografia Educativa e questo fatto, importante, fra l'altro, perchè il detto istituto risiede in Italia, ha anche un profondo significato per la interpretazione della essenza della televisione nel suo contenuto artistico e, in parte, nella sua tecnica.

Da questa decisione deriva logicamente, nel campo nazionale, la necessità di una stretta collaborazione fra gli enti che dirigono la radiodiffusione e la cinematografia: da questa collaborazione deriveranno conseguenze interessanti per l'industria e per il commercio nei due settori accennati. *M. C.*

NECROLOGIE

MICHELE PUPIN

Michele Pupin, lo scienziato americano il cui nome è legato allo sviluppo della telefonia a grande distanza, è scomparso il 12 marzo scorso.

La vita di lui è stata un luminoso esempio di tenacia e di geniale attività. Nato in Serbia nel 1858 da povera famiglia di contadini, venne indirizzato, per le doti della sua mente, ai primi studi che compì a Praga. Appena sedicenne emigrò negli Stati Uniti d'America, dove dopo alcuni anni di penosi sacrifici potè accedere alla « Columbia University », istituzione dalla quale più non si divise e dove fu iniziato dal Tyndall alle teorie di Maxwell. Venuto in Europa nel 1885-86 frequentò la Università di Berlino per seguire le lezioni dell'Helmholtz, conseguendo il titolo di dottore; partecipò pure ai corsi della « Cambridge University ».

Il Pupin fu essenzialmente un matematico, ma la sua caratteristica fu quella di associare alle concezioni puramente teoriche le attuazioni pratiche, facendo aderire con geniale mentalità il calcolo alla dimostrazione. La sua maggiore invenzione è stata quella delle bobine d'induttanza che portano il suo nome, distribuite nelle lunghe linee telefoniche secondo leggi determinate, allo scopo di diminuire l'attenuazione e la distorsione.

Tali studi datano dal 1899. Il Pupin venne nell'idea di inserire le bobine a distanze che fossero funzione della lunghezza d'onda della corrente, partendo dalle classiche esperienze dell'Hertz nelle quali appunto la concezione della lunghezza d'onda ha importanza fondamentale. Egli non aveva avuto ancora notizia degli studi di Heaviside e di Waschy relativi alla distribuzione uniforme della induttanza per favorire la propagazione delle correnti telefoniche, e ideò la sua teoria trovandosi a contatto con gli ingegneri telefonici che stavano facendo vani tentativi di inserire la induttanza nelle loro linee con risultati contraddittori e piuttosto nocivi che utili. Giunto per via puramente teorica alla conclusione, che la distribuzione di dette induttanze, per essere assimilabile ad una distribuzione uniforme, dovesse essere funzione della lunghezza d'onda, ebbe l'accortezza di tenere per sè in un primo tempo le teorie e di mostrare ai tecnici i risultati dell'applicazione di esse, chiarendo così con l'esperimento ciò che sarebbe stato difficile di fare allora comprendere con puri ragionamenti matematici. Il Pupin definì poi questa sua opera laboriosa e paziente come una missione.

Anche la formazione toroidale delle bobine è dovuta a lui, che diede così ai tecnici telefonici il modo di raccogliere in stretto spazio più bobine senza tema di diafonia sensibile per flussi dispersi. E sono altresì suoi i principi costruttivi di queste bobine, perchè avessero alta e costante permeabilità.

Con tutti questi ritrovati il Pupin ha molto contribuito a diffondere e ad applicare le teorie dei grandi maestri. Mentre la fatale ed incessante evoluzione del progresso sta per mutare radicalmente la tecnica della telefonia a grande distanza e sta per rendere presto sorpassato tutto il precedente periodo, caratterizzato dalle invenzioni del Pupin, scompare questo pioniere, la cui opera è associata alle più importanti scoperte nel campo delle comunicazioni elettriche.

I primi suoi studi furono dedicati al fenomeno del passaggio della elettricità attraverso gas rarefatti. Nel 1892 si occupò della risonanza dei circuiti elettrici per la analisi sperimentale di correnti alternate complesse ed utilizzò per primo il principio dell'accordo per risonanza tra i circuiti, fondamentale per la tecnica delle radiocomunicazioni. Nel 1895-96 fu il primo a studiare ed inventare un rettificatore (elettrolitico) e ad indicare il principio della rettificazione di correnti ad alta frequenza: sistema che divenne poi fondamentale per la ricezione dei segnali radiotelegrafici. Recentemente aveva fornito gli elementi per il calcolo dei circuiti a caratteristiche non uniformi, quali modernamente si impiegano nei cavi telefonici e telegrafici sottomarini.

Anche di altri campi della fisica ebbe ad occuparsi; ed è da segnalare come immediatamente dopo la scoperta dei raggi X egli apportasse a questa importante applicazione due fondamentali contributi: quello della scoperta del fenomeno della radiazione dei raggi X secondari, che servì di base a ulteriori progressi, e quello dell'uso dello schermo fluorescente per le fotografie di tali raggi.

Michele Pupin fu un maestro nel più alto senso della parola, poichè tenne in modo continuo e diligente l'insegnamento delle teorie della elettricità, pubblicò in numerose memorie di alto valore scientifico nuove idee e nuovi calcoli, ed infine contribuì con discorsi e con scritti di chiara volgarizzazione a diffondere sempre più largamente la conoscenza dei principi scientifici. *e. s.*

Vol. IV - N. 3 Giugno 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On décrit un amplificateur spécial pour faibles courants continus, qui fonctionne en relais électronique, et qui se fonde sur la discontinuité du courant anodique, présentée, sous certaines conditions, par une lampe à grille-écran.

Cet amplificateur ne comporte que deux étages; son fonctionnement est simple et stable et au moment de la variation instantanée de régime, on peut obtenir une amplification de courant supérieure à 10^6.

On résume d'abord les différentes méthodes, proposées jusqu'à présent, pour la détermination des courants électroniques secondaires dans les lampes à plusieurs électrodes.

En raison de quelques difficultés qu'on rencontre dans l'application de ces méthodes, on en propose ensuite une nouvelle plus simple, et qui donne, malgré les hypothèses simplificatives sur lesquelles est fondée, des résultats très concordants avec ceux qu'on obtient avec les autres méthodes.

On examine et on compare quelques définitions de l'isolement acoustique, dans un cas particulièrement simple de propagation, en se rapportant au concept de quadripole acoustique.

On rappelle ensuite brièvement les principales méthodes de mesure de l'isolement acoustique et des paramètres caractéristiques du quadripole, ainsi que la relation existant, pour un matériel, entre ses propriétés d'isolement déterminées soit par des mesures objectives, soit par des mesures subjectives. Enfin on expose les relations entre les propriétés isolantes et absorbantes d'un matériel.

À la suite d'une étude précédente sur le mouvement des électrons dans un magnétron, employé comme générateur de microondes, on explique les avantages obtenus lorsque la direction du champ magnétique est oblique par rapport à celle de la cathode.



SOMMAIRE

Vol. IV - N. 3 Giugno 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



CONTENTS

Vol. IV - N. 3 Giugno 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

INHALT



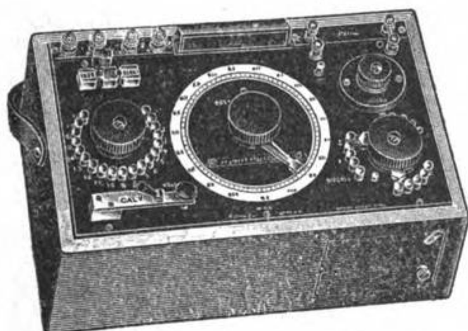
ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - VIA MARCONA, 50 - MILANO - 1935-XIII

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e CASSETTE DI RESISTENZA
D'ALTA PRECISIONE
NON INDUTTIVE

per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ
e INDUTTANZE
CAMPIONE

d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 — MILANO — *Piazza Trento, 8*



VOL. IV - N. 4 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) AGOSTO 1935 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI

RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Agosto 1935 - XIII N. 4

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.**

ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**
UN NUMERO SEPARATO » **10**

ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
I (1932) L. **30**; II (1933) L. **40**; III (1934) L. **40**

SOMMARIO

Vol. IV   Agosto 1935-XIII   N. 4

ALTA FREQUENZA



Moltiplicatori di frequenza.

Fra i molti problemi che s'incontrano nel progetto di un trasmettitore ad onde corte, presenta particolare interesse quello che riguarda gli stadi moltiplicatori di frequenza a tubi elettronici. È noto invero, come a questi stadi sia affidata una funzione delicata ed essenziale e come dal loro buon funzionamento dipenda in gran parte la stabilità di tutto il trasmettitore.

La predeterminazione delle condizioni capaci di assicurare impulsi di corrente anodica, cui, per un dato carico ed a parità di altre condizioni, corrisponda un rendimento di conversione ottimo, non può esser fatta se non con la guida di una opportuna trattazione teorica. Questa, a sua volta, anche se necessariamente approssimata dato il genere di calcoli che mirano a risultati di massima, deve inquadrare il problema con sufficiente rigore. In particolare, il valore dell'« angolo di circolazione » della corrente anodica, da cui, ferme restando le altre condizioni, quel rendimento essenzialmente dipende, e quindi anche il valore della tensione di polarizzazione di griglia, sono grandezze che debbono e possono essere prevedute a priori con l'aiuto della classica teoria dei tubi e sulla base delle caratteristiche del tubo prescelto e degli altri dati del problema.

Tutto ciò è ben dimostrato dallo studio dell'ing. Meloni, che ci sembra costituisca un interessante contributo teorico-sperimentale ad una più precisa definizione dell'argomento.

Tubi elettronici trasmittenti.

Nel progetto di un apparato radiotrasmittente, inteso come lavoro di disegno e di calcolo, impostato sui dati prefissi e sulla conoscenza delle caratteristiche di alcune parti del futuro apparecchio, disponibili sul mercato, il tubo elettronico costituisce appunto uno di questi elementi, che vengono forniti al progettista da industrie specializzate: esso è senza dubbio il più importante, perchè alle sue esigenze devono sempre adattarsi le altre parti costituenti l'apparato. È perciò che la conoscenza del modo di comportarsi dei tubi, ottenibile in buona parte attraverso il possesso delle loro caratteristiche statiche, si presenta come essenziale.

Con i metodi statici il rilievo delle caratteristiche dei tubi elettronici trasmittenti è possibile fino a valori di corrente e tensione anodica, che nel funzionamento normale vengono poi notevolmente superati. Se, per molte applicazioni comuni, al tecnico specializzato basta l'esame del tratto delle caratteristiche che è possibile rilevare con procedimenti statici, per decidere in favore di un tipo piuttosto che di un altro, quando si voglia elaborare il progetto di un apparato, nel senso detto sopra, è necessario conoscere le caratteristiche statiche per tutti i valori di tensione e di corrente anodica, che si verificheranno nel funzionamento effettivo in regime di tensioni e correnti oscillanti.

Il rilievo di tutto il tratto delle caratteristiche che interessa al progettista non può essere fatto con sorgenti di alimentazione a corrente continua, perchè si supererebbe ben presto la potenza massima che gli elettrodi, e particolarmente l'anodo, possono dissipare sotto forma di calore senza che la temperatura oltrepassi il limite consentito per la loro conservazione.

Vari metodi di misura sono stati escogitati per permettere il rilievo di tutto il tratto delle caratteristiche che interessa; una nota dell'ing. GRAMAGLIA descrive in questo fascicolo l'attuazione di un procedimento proposto dal Matteini già nel 1927, eseguita con i mezzi che la evoluzione della tecnica fornisce oggi allo sperimentatore. La nota interesserà, sopra tutto perchè vi si riportano molti particolari del dispositivo sperimentale, che presenta vantaggi di semplicità di impiego e di buona approssimazione dei risultati.

"Reclami e guasti" nelle reti telefoniche.

Quando un utente del servizio telefonico segnala un guasto del suo apparecchio all'ufficio competente, difficilmente si rende conto del sèguito di operazioni cui la notizia da lui trasmessa dà luogo. I lettori troveranno nell'articolo dell'ing. OGLIETTI lo schema del procedimento cui ci si attiene in alcune delle nostre più importanti reti telefoniche urbane automatiche, per effettuare il servizio nel modo più completo e più rapido. Il contributo ci sembra meritevole di particolare menzione, anche come espressione della tecnica dell'esercizio telefonico, della quale càpita spesso sentir rimpiangere che non siano più frequenti le comunicazioni ai nostri periodici.

Nel lavoro sono descritti i più importanti apparecchi che trovano impiego nel servizio « reclami e guasti »: taluno di essi costituisce un'applicazione nuova, e questo sarà senza dubbio l'aspetto che più attirerà l'attenzione dei tecnici specialisti.

Ma anche ad altri lettori riuscirà probabilmente gradita la descrizione degl'ingegnosi dispositivi adottati. Interessante è, ad

esempio, il fatto che il sistema di conteggio applicato per la statistica dei guasti e delle riparazioni può risultare adatto e vantaggioso anche per applicazioni differenti. Con un complesso di contatori telefonici comandati a pulsante e connessi con circuiti opportuni, si può costituire un quadro a totalizzazione totale e parziale (per righe orizzontali, per colonne verticali, per tronchi di righe o di colonne), il quale si presenta come una vera e propria macchina addizionatrice. Essa opera soltanto per unità, ma queste unità vengono portate in conto in quanti si voglia risultati. Contemporaneamente l'osservazione dei numeratori dei contatori permette di seguire le variazioni così dei singoli termini, come delle diverse somme parziali e totali, e ciò si presta assai bene per il rilievo (con copia a mano delle cifre o con riproduzione fotografica dei numeratori) dell'andamento dei valori nel tempo.



Disturbi radiofonici e rimedi.

Il problema dei disturbi alle radioaudizioni presenta un interesse sempre più vivo. L'accrescimento del numero e delle esigenze tecnico-artistiche degli ascoltatori da un lato, ed il sempre maggior diffondersi di apparecchi elettrici per uso domestico, sanitario e simili, dall'altro, rendono, si può dire, di giorno in giorno più difficile la convivenza tra le due categorie in contrasto: quella degli involontari disturbatori e quella dei disturbati.

Le statistiche denunciano un rapido accrescimento del numero di reclami presentati da possessori di apparecchi radio; la necessità di leggi e di regolamenti atti a dirimere le controversie in materia diviene ognor più impellente.

Da una parte si spera che leggi e prescrizioni siano quanto mai severe e draconiane; dall'altra si teme ch'esse impongano ai costruttori di apparecchi ed ai distributori di energia elettrica oneri eccessivi.

Opportuna apparisce quindi la iniziativa della Commissione Elettrotecnica Internazionale di promuovere una collaborazione fra le varie parti in causa, allo scopo di fornire al legislatore gli elementi per la enunciazione di norme oggettive, basate su dati tecnici e proporzionate alle possibilità economiche.

Come si rileva nell'articolo che pubblichiamo su tale argomento, il lavoro della C. E. I., affidato per la parte di ricerca scientifica ad un comitato speciale, non è ancora giunto a compimento; ma è lecito confidare ch'esso raggiungerà gli scopi prefissi, grazie all'indirizzo che l'ente internazionale, per la sua stessa costituzione, ha sempre seguito nell'efficace opera sua.

La radiodiffusione non è infatti soltanto importante dal punto di vista politico-sociale; essa lo è anche, moltissimo, da quello

economico, e sotto questo aspetto riguarda ben da vicino, sia direttamente, sia indirettamente, produttori e distributori di macchinario e di energia elettrica. Raro è poi il caso del radioamatore, che non sia anche produttore di disturbi.

Si può forse ancora soggiungere, che, a parte ogni questione di interesse, il problema dei disturbi radiofonici è, in senso largo, un problema di educazione. Una propaganda intesa a convincere ognuno dell'obbligo morale, che egli ha, di non « schiamazzare nell'etere », e della relativa facilità con cui, nella gran maggioranza dei casi, ciò può essere ottenuto con modestissimo sacrificio finanziario, è probabilmente suscettibile di ottenere interessanti risultati.

LA REDAZIONE.

SUL FUNZIONAMENTO DEI TRIPLICATORI DI FREQUENZA A TRIODI

MARIO MELONI

Dopo alcune premesse sulla moltiplicazione di frequenza con tubi termoionici, vengono dedotte, basandosi su considerazioni semplificative, le migliori condizioni per il funzionamento del triodo come triplicatore di frequenza, particolarmente per quanto riguarda il valore ottimo dell'angolo di interdizione della corrente anodica. Viene in seguito schematizzato brevemente il processo da seguire per il calcolo di massima di un triplicatore. Si riferiscono in fine le prove che sono state effettuate per porre a raffronto i risultati teorici con quelli sperimentali.

Generalità.

1. - *Posizione del problema.* — È noto che l'impiego delle onde corte nel campo delle radiocomunicazioni in genere, ed in particolare nei collegamenti a grande distanza, esige, fra l'altro, l'uso di dispositivi capaci di mantenere costante nel tempo la frequenza delle oscillazioni di emissione. Gli oscillatori piezoelettrici, e particolarmente quelli a quarzo, hanno avuto a questo scopo la più larga applicazione. Ma in generale la frequenza delle oscillazioni da essi comandate non corrisponde alla frequenza di lavoro. Invero, dato che per ottenere frequenze molto elevate (superiori per esempio a 3000 kHz) sarebbe necessario impiegare cristalli di quarzo tagliati in lamine troppo sottili, e quindi troppo fragili, si preferisce in pratica ricorrere a cristalli tagliati per frequenze più basse, giungendo poi a quella necessaria ai fini del traffico per mezzo di successive moltiplicazioni armoniche di frequenza (1).

Sebbene, per ragioni di economia, sia consigliabile utilizzare un rapporto della frequenza armonica alla frequenza fondamentale quanto più elevato è possibile, deve essere tenuto presente che non è conveniente andare oltre la terza armonica, perchè l'ampiezza delle oscillazioni ottenibili decresce rapidamente con l'elevarsi di quel rapporto così da non permettere una razionale utilizzazione dei triodi.

I moltiplicatori di frequenza a triodi sono simili, sotto certi punti di vista, agli ordinari amplificatori di classe C con la differenza che, mentre in questi i circuiti di anodo e di griglia sono sede di oscillazioni di identica pulsazione, nei primi il circuito di placca è accordato su una frequenza che è un multiplo di quella della tensione oscillatoria agente sulla griglia.

(1) V. Gori: A. F., 1933, II, p. 384.

Un vantaggio dei moltiplicatori di frequenza sugli amplificatori puri è dato dal fatto che, mentre nei primi la neutralizzazione della capacità anodo-griglia non è sempre necessaria, appunto a causa della differenza d'accordo fra circuito di placca e circuito di griglia, nei secondi essa è indispensabile per evitare che lo stadio entri in autooscillazione e non segua più gli impulsi di comando. Tuttavia, mentre diversi autori (2) ritengono inutile la neutralizzazione della capacità anodo-griglia nei triodi moltiplicatori, altri (3) la consigliano per prevenire ogni possibile tendenza all'autooscillazione.

È importante mettere in rilievo la differenza essenziale esistente fra il triodo amplificatore e quello moltiplicatore di frequenza circa la influenza del valore dell'intervallo di circolazione $2\,\theta_0$ della corrente anodica nei riguardi del rendimento di conversione, ossia nei riguardi del rapporto fra la potenza oscillatoria utile e la potenza di alimentazione di placca. Infatti, mentre negli amplificatori puri il rendimento di conversione ρ aumenta, a parità di altre condizioni, al tendere di $2\,\theta_0$ (4) allo zero, il calcolo dimostra e l'esperienza conferma che nei moltiplicatori di frequenza (5), ed in particolare nei triplicatori, esso passa per il massimo per un certo valore ottimo di θ_0 ed indi decresce.

Scopo di questo studio è appunto quello di mettere in evidenza, analiticamente e sperimentalmente, una simile influenza dell'angolo di circolazione.

Il triodo come triplicatore.

2. - *Studio analitico.* — Con riferimento alla fig. 1, che rappresenta lo schema di principio di un triplicatore a triodo, si indichino con:

E	la tensione continua di alimentazione anodica,
A_3, I_3	rispettivamente, l'ampiezza della componente alternativa della tensione e della corrente di placca, di frequenza $3\,f$,
v_a, i_a	i valori istantanei della tensione e della corrente di placca,
I_0	il valore medio della corrente di placca,

---

(2) J. Marique: Onde Él., 1929, VIII, p. 1.
C. E. Smith: Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 37.
W. L. Everitt: Communication Engineering - Mc Graw-Hill, New York, 1932.

(3) A. W. Ladner a. C. R. Stoner: Short Wave Wireless Communication - J. Wiley, New York, 1934.

(4) M. Blondel: R. G. E., 1923, XIV, p. 523.
B. van der Pol e K. Posthumus: Onde Él., 1925, IV, p. 324.

(5) R. Mesny: Onde Él., 1930, IX, p. 18.
W. Bunimowitsch: Z. S. f. H. F. Techn., 1930, XXXV, p. 223.
B. P. Asséef: Onde Él., 1931, X, p. 36.
C. E. Smith: loc. cit.
F. E. Terman e J. H. Ferns: Proc. I.R.E., 1934, XXII, p. 359.

v_g , G	rispettivamente, il valore istantaneo della tensione di griglia e l'ampiezza della tensione di eccitazione di griglia a frequenza f,
B	la tensione di polarizzazione di griglia,
i_g , I_{g0}	i valori istantaneo e medio della corrente di griglia,
I_{g1}	l'ampiezza della componente alternativa a frequenza fondamentale della corrente di griglia,
P_0	la potenza di alimentazione anodica,
P_3	la potenza oscillatoria di frequenza $3f$,
P_g	la potenza di eccitazione di griglia,
I_L	l'ampiezza della corrente nel ramo induttanza del circuito oscillatorio anodico,
μ , r_p , g_m	il coefficiente d'amplificazione, la resistenza di placca e la conduttanza mutua del triodo,
L , C , r , R	l'induttanza, la capacità, la resistenza ad alta frequenza e la resistenza equivalente del circuito oscillatorio anodico.

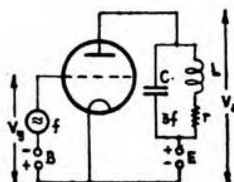


Fig. 1. — Schema di principio di un triplicatore a triodo.

Riteniamo inoltre ammissibile l'ipotesi che le caratteristiche mutue del triodo in esame siano rettilinee, ossia tali che la corrente anodica possa essere espressa mediante l'equazione lineare del Vallauri, riferita ai valori istantanei:

$$i_a = g_m \left(v_g + \frac{v_a}{\mu} \right) \qquad [1]$$

con la condizione che sia $i_a = 0$ quando è $v_g = - v_a/\mu$. Ed in fine, allo scopo di semplificare la trattazione analitica del problema, trascuriamo la corrente di griglia, fermo restando che questa condizione in pratica non è mai verificata. Il calcolo teorico potrà quindi dare risultati sufficientemente approssimati, solo quando la i_g si mantenga piccola.

Premesso questo, proponiamoci di ricercare una espressione del rendimento di conversione che permetta di mettere in evidenza la esistenza del valore ottimo dell'angolo di interdizione della corrente anodica.

A tale scopo osserviamo, che essendo il rendimento di conversione di un triodo esprimibile mediante la relazione:

$$\rho = \frac{P_3}{P_0} = \frac{A_3 I_3}{2 E I_0} \qquad [2]$$

dobbiamo ricavare anzitutto sia il valore di I_3 sia quello di I_0.

Nell'ipotesi ammessa di caratteristiche mutue rettilinee, se la tensione di griglia è sinoidale di pulsazione ω, ed il triodo è polarizzato alla interdizione od oltre, la corrente anodica i_a fluisce bensì per una breve parte del periodo, ma il suo andamento nel tempo segue, durante l'intervallo di circolazione, una legge sinoidale. Analiticamente potremo quindi esprimerla mediante una serie di Fourier, che, se assumiamo come origine dei tempi l'istante in cui la i_a è massima, prende la forma:

[3] $$i_a = I_0 + I_1 \cos\theta + I_2 \cos 2\theta + I_3 \cos 3\theta + \ldots$$

dove $\omega t = \theta$.

D'altra parte, se il circuito oscillatorio anodico è accordato sulla terza armonica, ed il suo coefficiente di risonanza ε è sufficientemente elevato, la tensione che si sviluppa in conseguenza ai suoi capi è approssimativamente sinoidale di frequenza $3f$, e l'impedenza che esso presenta per le frequenze d'ordine diverso può ritenersi trascurabile.

Ora si osservi che il valore istantaneo della tensione di griglia può esprimersi con:

[4] $$v_g = -B + G\cos\theta$$

e l'analogo valore istantaneo della tensione di placca con:

[5] $$v_a = E - A_3 \cos 3\theta,$$

dove:

[6] $$A_3 = \frac{L}{rC} I_3 = R I_3.$$

Sostituiamo nella [1] i valori di v_g e v_a dati dalle [4] e [5]; ricordando che è $g_m = \mu/r_p$ si ottiene:

[7] $$i_a = \frac{1}{r_p}(E - \mu B + \mu G\cos\theta - A_3\cos 3\theta),$$

ossia per la [6]:

[8] $$i_a = \frac{1}{r_p}(E - \mu B + \mu G\cos\theta - R I_3 \cos 3\theta).$$

Poichè noi facciamo lavorare il triodo in modo che la corrente anodica circoli per una breve parte del periodo, deve esservi un istante t_0, nel quale la i_a si annulla. Se quindi chiamiamo θ_0 il particolare valore di $\theta = \omega t$ per cui questa condizione è verificata, la [8] prende la forma:

[9] $$E - \mu B + \mu G\cos\theta_0 - R I_3 \cos 3\theta_0 = 0.$$

Dalla [9] si ricava:

[10] $$I_3 = \frac{E - \mu B + \mu G\cos\theta_0}{R\cos 3\theta_0}$$

1

e pertanto la espressione della potenza oscillatoria può essere scritta.

$$[11] \qquad P_3 = \frac{A_3 I_3}{2} = \frac{R I_3^2}{2} = \frac{(E - \mu B + \mu G \cos \theta_0)^2}{2 R \cos^2 3\theta_0} .$$

In quanto ad I_0, riferendoci all'analisi armonica abbiamo:

$$[12] \qquad I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_0} i_a \, d\theta ,$$

per cui, esplicitando la i_a come dalla [8], e ponendo per semplicità di notazione $E - \mu B = K$, si ha:

$$[13] \qquad I_0 = \frac{1}{\pi r_p} \int_0^{\theta_0} (K + \mu G \cos \theta - R I_3 \cos 3\theta) \, d\theta =$$

$$= \frac{1}{\pi r_p} (K \theta_0 + \mu G \operatorname{sen} \theta_0 - \frac{1}{3} R I_3 \operatorname{sen} 3\theta_0) .$$

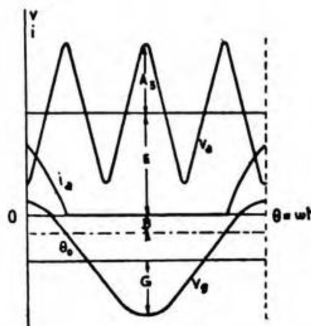


Fig. 2. — Diagramma di funzionamento del triodo triplicatore di frequenza.

La potenza di alimentazione anodica è quindi, sostituendo ad I_3 il valore dato dalla [10]:

$$[14] \qquad P_0 = E I_0 = \frac{E}{\pi r_p} \left\{ K \theta_0 + \mu G \operatorname{sen} \theta_0 - \frac{1}{3} (K + \mu G \cos \theta_0) \tan 3\theta_0 \right\} .$$

In definitiva l'espressione relativa al rendimento di conversione può scriversi:

$$[15] \qquad \rho = \frac{P_3}{P_0} = \frac{A_3 I_3}{2 E I_0} =$$

$$= \frac{\pi r_p}{2 E R} \cdot \frac{(K + \mu G \cos \theta_0)^2}{\cos^2 3\theta_0 \left\{ \mu G \operatorname{sen} \theta_0 + K \theta_0 - \frac{1}{3} (K + \mu G \cos \theta_0) \tan 3\theta_0 \right\}}$$

risultando così in termini di r_p, μ, E, R, B, G, θ_3.

Poichè la ricerca puramente analitica del valore di θ_3 per cui si ha il massimo di ρ risulta molto lunga e laboriosa, ci è sembrato conveniente ricorrere ad un metodo in parte grafico con riferimento ad un triodo tipo Philips TC 1/75 che fu successivamente impiegato per le conferme sperimentali.

Tenuto conto che μ ed r_p sono costanti per ipotesi, che E è prefissata, ed R determinabile mediante misura delle costanti del circuito oscillatorio anodico, la ρ può essere considerata come funzione di B, G, θ_0. Quindi, determinata una relazione che metta in evidenza il legame esistente fra tali parametri, sarà possibile per ogni valore di G calcolare B in funzione di θ_0 e dedurre poi dal diagramma $\rho = f(\theta_0)$ il valore di θ_0 per cui, a parità di altre condizioni, si ha il massimo rendimento di conversione.

A tale scopo, riferendoci ancora alla analisi armonica abbiamo:

$$[16] \qquad I_3 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_0} i_a \cos 3\theta \, d\theta$$

e, sostituendo il valore di i_a dato dalla [8]:

$$[17] \qquad I_3 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_0} \frac{1}{r_p} (K + \mu G \cos \theta - R I_3 \cos 3\theta) \cos 3\theta \, d\theta =$$

$$= \frac{1}{\pi r_p} \left\{ \frac{2}{3} K \operatorname{sen} 3\theta_0 + \mu G \left(\frac{\operatorname{sen} 4\theta_0}{4} + \frac{\operatorname{sen} 2\theta_0}{2} \right) - R I_3 \left(\theta_0 + \frac{\operatorname{sen} 6\theta_0}{6} \right) \right\}.$$

Posto in luogo di I_3 il valore dato dalla [10] ed eseguite le possibili semplificazioni, si ottiene:

$$[18] \qquad \mu G \pi \cos \theta_0 + \mu G \frac{R}{r_p} M + \frac{R}{r_p} N + K \pi = 0,$$

dove:

$$[19] \qquad M = \theta_0 \cos \theta_0 + \frac{1}{8} \operatorname{sen} \theta_0 - \frac{1}{6} \operatorname{sen} 5\theta_0 - \frac{1}{24} \operatorname{sen} 7\theta_0$$

$$[20] \qquad N = \theta_0 - \frac{1}{6} \operatorname{sen} 6\theta_0 .$$

Dalla [18] ricaviamo infine:

[21] $$G = \frac{-K\left(\pi + \frac{R}{r_p} N\right)}{\mu\left(\pi \cos \theta_0 + \frac{R}{r_p} M\right)}$$

[21 bis] $$B = \frac{E}{\mu} + \frac{G\left(\pi \cos \theta_0 + \frac{R}{r_p} M\right)}{\pi + \frac{R}{r_p} N}.$$

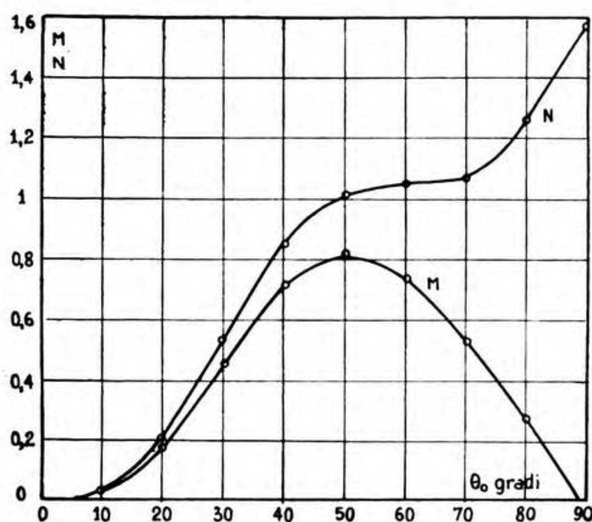


Fig. 3. — Valori di M e di N in funzione di θ_0.

Ottenute tali relazioni e prefissati alcuni valori per G [6] ed R, si sono determinati in funzione di θ_0 gli elementi necessari alla conoscenza di P_3, P_0 e quindi di ρ.

Come si rileva dai grafici di fig. 4, che esprimono l'andamento di ρ in funzione di θ_0, esiste un valore ottimo dell'angolo di interdizione uguale a circa 45° per cui, a parità di altre condizioni, il rendimento di conversione è massimo.

---

(6) I risultati ottenuti per $G = 1000$ volt hanno valore solo per quanto riguarda θ_0 ottimo. Ci risulta infatti che la potenza che in tali condizioni verrebbe dissipata sulla placca supererebbe di molto quella massima ammissibile per il triodo TC 1/75.

La conoscenza di θ_0 ottimo è essenziale in quanto, per un determinato valore di G, noti E, R, μ, r_p, permette il calcolo del triplicatore mediante le relazioni precedentemente stabilite.

Circa la influenza di G sul rendimento di conversione, si osserva (fig. 10) che posto $\theta_0 = 45°$, si ha il massimo di ρ, a parità di altre condizioni, per un certo valore ottimo di G oltre il quale decresce.

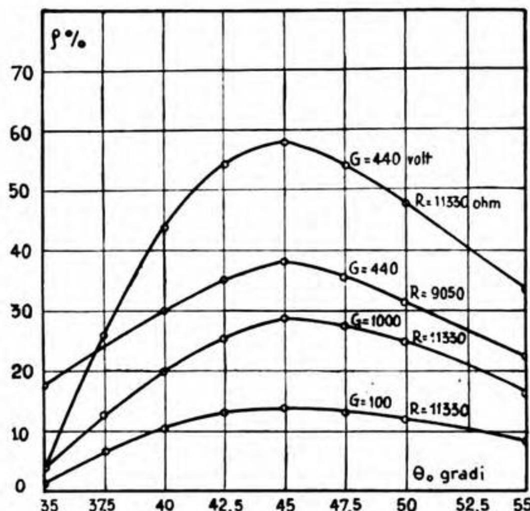


Fig. 4. — Andamento del rendimento di conversione in funzione di θ_0.

3. - *Determinazione della potenza di eccitazione di griglia.* — Occorre ora studiare un procedimento che permetta di valutare la potenza di eccitazione di griglia necessaria per ottenere la potenza oscillatoria P_3.

A questo scopo basta riferirsi al metodo grafico del Prince [7] adattandolo al caso che ci interessa.

Come è noto, il Prince ammette che la caratteristica statica della corrente di griglia possa essere sostituita da una curva che la rappresenti in funzione di $v_g + (v_a/\mu)$, ossia ammette valida la relazione:

$$i_g = f\left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right). \qquad [22]$$

Il computo di i_g è relativamente facile dato che ci riferiamo alle condizioni di ottimo precedentemente stabilite, e per conseguenza tutti gli elementi utili ai fini della [22] sono determinabili. Con il procedimento indicato nella seguente tabella di immediata interpretazione, si ricavano i valori che competono alla corrente di griglia nell'intervallo di circolazione della i_a.

(7) V. Gori: A. F., 1934, III, p. 149.

θ	0	10°	20°	30°	40°	θ_0
$\cos\theta$						—
$v_g = -B + G\cos\theta$						—
$\cos 3\theta$						—
$v_a = E - R I_3 \cos 3\theta$						—
$v_g + \dfrac{v_a}{\mu}$						—
i_g	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	—
$i_g \cos\theta$	y'_0	y'_1	y'_2	y'_3	y'_4	—

Poichè la i_g è sì una funzione periodica ma non sinoidale, occorre determinare sia l'ampiezza della componente fondamentale I_{g1} sia il valore della componente continua I_{g0}. Ciò si ottiene, come è ben noto, dalle relazioni:

[23] $$\left\{\begin{aligned} I_{g1} &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\theta_0} i_g \cos\theta \, d\theta \\ I_{g0} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta_0} i_g \, d\theta \, . \end{aligned}\right.$$

Eseguendo graficamente queste integrazioni, si ha:

[24] $$\left\{\begin{aligned} I_{g1} &= \frac{1}{9}\left(\frac{y'_0}{2} + y'_1 + \ldots + y'_4\right) \\ I_{g0} &= \frac{1}{18}\left(\frac{y_0}{2} + y_1 + \ldots + y_4\right). \end{aligned}\right.$$

Nota I_{g1} è possibile il calcolo della potenza di eccitazione mediante la relazione:

[25] $$P_g = \frac{G\, I_{g1}}{2}.$$

4. - *Impostazione del progetto di massima di un triplicatore.* — Gli elementi la cui conoscenza è a priori necessaria per poter stabilire in linea di massima il progetto di un triplicatore sono i seguenti:

1) la potenza oscillatoria che deve essere trasferita nel circuito di utilizzazione,

2) le caratteristiche del carico,
3) le caratteristiche del tubo da impiegare,
4) la frequenza di lavoro,
5) gli elementi del circuito oscillatorio anodico.

Sono da determinare:

a) i valori della tensione B di polarizzazione e dell'ampiezza G della componente alternativa di griglia, che competono alla potenza che deve essere erogata,

b) il rendimento di conversione,

c) la potenza di eccitazione di griglia.

Allo scopo, riprendiamo le relazioni [21 bis] e [11]:

$$B = \frac{E}{\mu} + \frac{G\left(\pi \cos \theta_0 + \frac{R}{r_p} M\right)}{\pi + \frac{R}{r_p} N}$$

$$P_3 = \frac{(E - \mu B + \mu G \cos \theta_0)^2}{2 R \cos^2 3\theta_0}$$

nelle quali R tiene conto del carico.

Dato che, secondo i risultati di cui si è già fatto cenno, nei triplicatori l'angolo di interdizione ottimo risulta di 45°, si ha subito:

$$B = \frac{E}{\mu} + \frac{G\left(\pi \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{R}{r_p} M\right)}{\pi + \frac{R}{r_p} N},$$

e ponendo:

$$\pi \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{R}{r_p} M = \alpha \qquad \pi + \frac{R}{r_p} N = \beta$$

l'espressione di B diviene:

$$B = \frac{E}{\mu} + \frac{\alpha}{\beta} G, \tag{26}$$

mentre per la potenza oscillatoria P_3 abbiamo:

$$P_3 = \frac{\left(E - \mu B + \mu G \frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2}{R}. \tag{27}$$

Eliminando B fra la [26] e la [27] e risolvendo rispetto a G si

ottiene :

$$G = \frac{\sqrt{P_3 R}}{\mu \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\alpha}{\beta} \right)} . \qquad [28]$$

Una volta computato il valore di G, si ricava facilmente quello di B mediante la [21 bis].

La potenza di alimentazione è calcolabile in base alle relazioni [10] e [14]. Si hanno così tutti gli elementi per ricavare il rendimento di conversione.

In quanto alla potenza di eccitazione di griglia, essa viene calcolata per mezzo della [25] col procedimento indicato al § 3.

Prove sperimentali.

5. - *Schema e risultati delle misure.* — Per lo studio sperimentale del triodo triplicatore di frequenza abbiamo fatto uso del complesso, di cui riportiamo lo schema di principio in fig. 5.

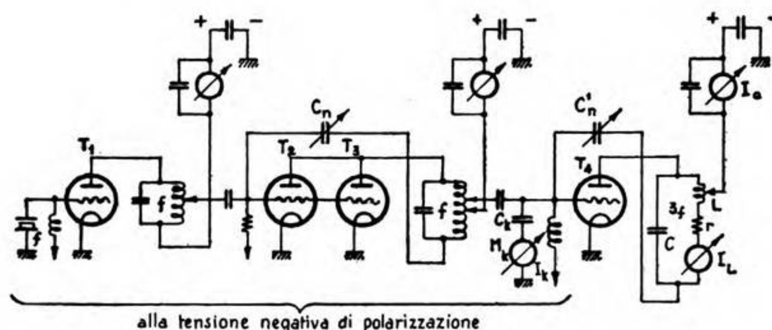


Fig. 5. — Schema di principio del complesso sperimentale.

Il circuito si compone essenzialmente di tre parti :

1) di uno stadio pilota a frequenza stabilizzata con cristallo di quarzo : $f = 2550$ kHz,

2) di uno stadio separatore,

3) di uno stadio triplicatore : $f = 7650$ kHz.

La ragione dell'impiego di uno stadio separatore fra il pilota ed il triplicatore è da ricercarsi principalmente nella necessità di evitare, che il pilota si disinneschi o funzioni irregolarmente al variare delle condizioni di lavoro del triplicatore.

La misura diretta delle costanti del circuito oscillatorio anodico dello stadio triplicatore ha fornito i seguenti risultati :

$$C = 98\ \mu\mu\text{F} \qquad L = 4{,}42\ \mu\text{H} \qquad r = 3{,}98\ \Omega \qquad R = 11.330\ \Omega .$$

Si è quindi proceduto alle determinazioni necessarie per porre in evidenza l'esistenza del valore ottimo dell'angolo di interdizione della i_a.

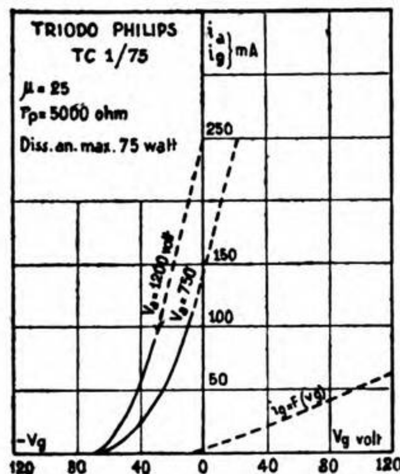


Fig. 6. — Caratteristiche mutue del triodo Philips TC 1/75.

Assunti diversi valori per G e per R, venivano rilevati in funzione di B i corrispondenti valori di I_L e di I_0. Nota I_L si ha subito

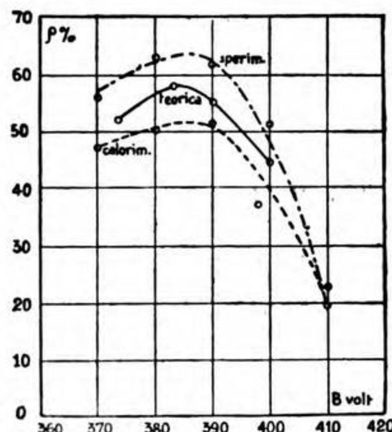


Fig. 7. — Influenza della tensione di polarizzazione di griglia sul rendimento di conversione.
G = 440 volt ; R = 11.330 ohm.

$A_3 = L\,\omega\,I_L$ e quindi $P_3 = A^2_3/(2\,R)$, mentre la conoscenza di I_0 permette il calcolo di P_0 e quindi di ρ.

Come esempio, riportiamo nelle fig. 7 e 8 i diagrammi che indicano l'andamento di ρ in funzione di B per due diversi valori di G.

Per poter dedurre, dai dati sperimentali relativi alle curve $\rho = f(B)$ per G costante, il valore di θ_0 che compete al massimo rendimento di conversione, ci siamo serviti della relazione:

$$G = \frac{A_3 \cos 3\theta_0 + \mu B - E}{\mu \cos \theta_0} \qquad [29]$$

che discende dalla [9].

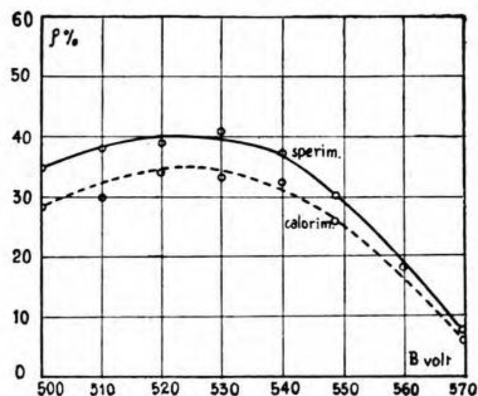


Fig. 8. — Influenza della tensione di polarizzazione di griglia sul rendimento di conversione.
$G = 582$ volt ; $R = 11.330$ ohm.

Poichè gli ordinari procedimenti non permettono un'agevole risoluzione di questa equazione in θ_0, abbiamo trovato per approssimazioni successive il valore di θ_0 che la soddisfacesse. I risultati pertinenti alle condizioni di massimo rendimento, ottenuti per diversi valori di G e di R, sono riportati nella tabella seguente.

G volt	A_3 volt	B volt	R ohm	θ_0 gradi
487	895	430	11330	45
440	860	390	11330	44
390,5	805	350	11330	44
440	655	380	9050	45
440	507	370	6950	45

Si osservi che, per quanto riguarda θ_0 ottimo, la concordanza con i risultati teorici è soddisfacente.

Circa la influenza del valore di R sul rendimento di conversione, si constata (fig. 9), che esso è tanto maggiore, quanto più è elevato il rapporto R/r_p, e pertanto, essendo R fissata dal carico, è vantaggioso usare, come triplicatori, triodi che abbiano resistenza interna molto bassa.

Per la misura della tensione di eccitazione G, abbiamo fatto uso di un dispositivo che comporta un condensatore da 100 $\mu\mu$F in serie con un amperometro a termocoppia (8) posto fra la griglia ed il

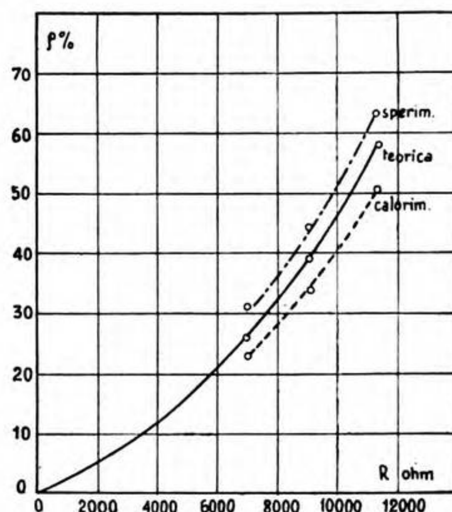


Fig. 9. — Influenza del valore della resistenza di carico sul rendimento di conversione.

filamento del triodo triplicatore. Dal valore della corrente che attraversa il sistema $M_k\, C_k$ (fig. 5), trascurando la resistenza ohmica dell'amperometro di fronte alla reattanza del condensatore, si può risalire al valore di G mediante la relazione:

$$G = \frac{I_k}{C_k\, \omega} \qquad [30]$$

essendo ω un dato del problema.

6. - *Verifica sperimentale.* — Come ulteriore verifica, si è adoperato contemporaneamente un altro metodo, simile come principio a quello del pirometro termoelettrico utilizzato da Crossley e Page (9) per la determinazione delle perdite nei tubi raffreddati in aria.

(8) H. P. Thomas: Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 1134.
(9) A. Crossley e R. M. Page: Proc. I.R.E., 1928, XVI, p. 1375.

Abbiamo pertanto fatto uso di una pila termoelettrica munita di padiglione, posta superiormente al tubo in esame come indicato nelle

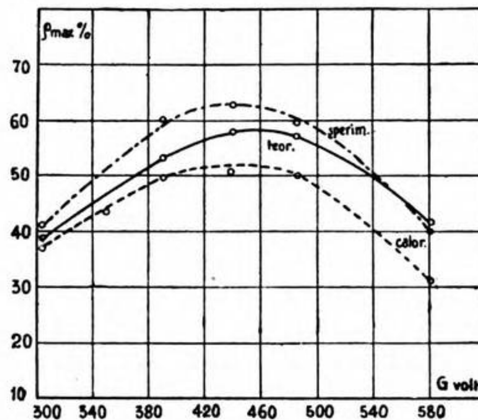


Fig. 10. — Influenza del valore di G sul rendimento di conversione.
$\theta_0 = 45°$; $R = 11.330$ ohm.

fig. 11 e 12. Tale disposizione permette la maggiore approssimazione, in quanto, per le inevitabili dissimmetrie della placca, questa

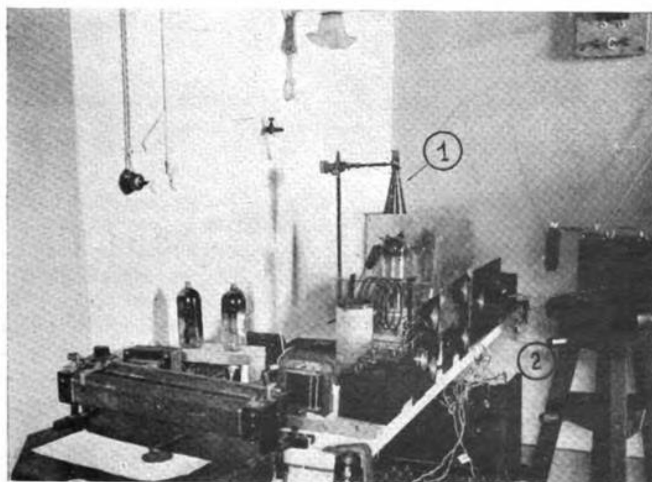


Fig. 11. — Veduta d'insieme del complesso sperimentale:
1 - pila termoelettrica; 2 - galvanometro.

non si riscalda uniformemente, e quindi il calore non viene irradiato in uguale quantità in tutte le direzioni.

Tenuto conto della indicazione iniziale dovuta al riscaldamento prodotto dalla accensione del filamento del triodo, si son fatte dissipare dalla placca potenze via via crescenti sino alla massima ammissibile, e si è rilevata la curva di α in funzione della potenza dissipata. Quando poi il tubo è stato fatto lavorare come triplicatore, la indicazione del galvanometro permetteva la conoscenza della po-

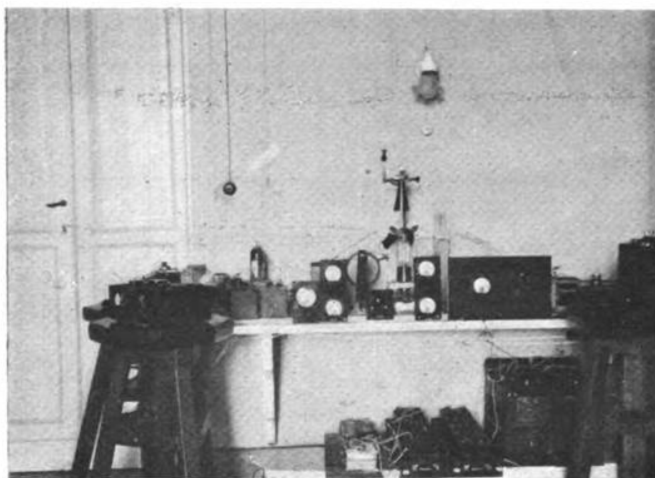


Fig. 12. — Veduta d'insieme del complesso sperimentale.

tenza che in quelle condizioni veniva dissipata sulla placca ([10]), ed era agevole, essendo nota la potenza di alimentazione di anodo, dedurre il valore di P_3 e quello del rendimento di conversione.

Conclusione.

7. - *Confronto fra i risultati.* — Circa la differenza fra i risultati ottenuti per via analitica e quelli sperimentali, per quanto riguarda i rendimenti, è bene tener presenti le semplificazioni su cui è basata la presente trattazione, e precisamente la considerazione di caratteristiche mutue rettilinee e quindi la costanza dei valori di μ e di r_p oltre alla supposizione di assenza di corrente di griglia, condizioni queste che non si verificano in realtà.

([10]) Si osservi che, della potenza di eccitazione di griglia, una parte è utilizzata nel circuito di polarizzazione (ove si ricorra alla polarizzazione automatica) e l'altra è perduta sotto forma di calore sulla griglia. Questa contribuisce in misura sia pure piccola al riscaldamento della pila termoelettrica, in modo che il rendimento di conversione risulta apparentemente minore. È però impossibile stabilire in quale misura si esplichi la influenza della potenza dissipata sulla griglia.

In ogni modo ci sembra lecito affermare che il calcolo teorico può servire di utile orientamento per la costruzione dei triplicatori. Le prove sperimentali per la regolazione definitiva di questi consiglieranno la scelta dei valori da adottare affinchè si verifichi la migliore utilizzazione dei triodi.

L'autore ringrazia sentitamente i professori Majorana, Gori, Rimini, per i consigli e l'aiuto di cui gli furono larghi.

Bologna, dicembre 1934-XIII.

Scuola di Perfezionamento in Radiocomunicazioni della R. Università.

RILIEVO DI CARATTERISTICHE DI TUBI ELETTRONICI TRASMITTENTI

GIUSEPPE GRAMAGLIA

Esposto brevemente il principio del metodo di misura, è descritta la disposizione sperimentale, e sono posti in evidenza le difficoltà incontrate nella sua attuazione e gli accorgimenti necessari per superarle. Si riportano le caratteristiche di un tetrodo e di un triodo da 500 W rilevate con il dispositivo descritto.

1. - Generalità.

Già da tempo sono stati escogitati diversi metodi (1) per il rilievo delle caratteristiche statiche dei tubi elettronici di grande potenza, per tutti i valori di corrente e tensione anodica che interessano per il progetto di apparati radiotrasmittenti.

Questa nota si propone di descrivere un'attuazione del metodo proposto da C. Matteini (1), che ha il pregio di richiedere mezzi sperimentali semplici, di essere di impiego relativamente facile e di dare risultati abbastanza precisi, quando si osservino alcuni accorgimenti, che si vogliono qui riportare in modo particolareggiato, affinchè l'esperienza fatta possa riuscire di qualche utilità a chi debba effettuare analoghe misure.

2. - Metodo di misura.

Il metodo sperimentato consiste nell'applicare agli elettrodi del tubo tensioni alternative in fase tra loro, e nel misurare i valori massimi di queste e delle corrispondenti correnti.

Con tensioni sinoidali, ammettendo in prima approssimazione che la corrente anodica abbia pure andamento sinoidale nel semiperiodo in cui le tensioni sono positive, la potenza anodica dissipata è un quarto di quella che si dissiperebbe se, per rilevare lo stesso punto della caratteristica, si impiegassero tensioni di alimentazione continue. Difatti, se V_{am} ed I_{am} sono i valori massimi della tensione e della corrente, l'energia dissipata in un mezzo periodo è:

$$\frac{V_{am}\, I_{am}}{2} \; \frac{T}{2},$$

(1) R. Jouaust: Onde Él., 1922, I, p. 321.
E. Takagishi: Proc. I.R.E., 1924, XII, p. 609.
M. Guéritot: Onde Él., 1923, II, p. 557.
C. Matteini: L'Elettrot., 1927, XIV, p. 501.

e, poichè la corrente passa soltanto in corrispondenza della semionda positiva, la potenza media dissipata risulta $V_{am}\ I_{am}/4$, mentre quella istantanea in corrispondenza del punto rilevato è $V_{am}\ I_{am}$.

In realtà la forma delle correnti è un po' discosta da una mezza sinusoide a causa della curvatura delle caratteristiche del tubo; di conseguenza, per l'impedenza interna delle sorgenti di alimentazione, anche la forma delle tensioni applicate agli elettrodi risulta leggermente alterata. Più avanti saranno esaminate più da vicino tali alterazioni delle forme delle correnti e delle tensioni, ma si può dire sin d'ora che il fattore di riduzione 1/4 risulta alterato di poco e che, col dispositivo descritto, è possibile rilevare tutta la parte delle caratteristiche di un tubo trasmittente che interessa agli effetti del suo impiego.

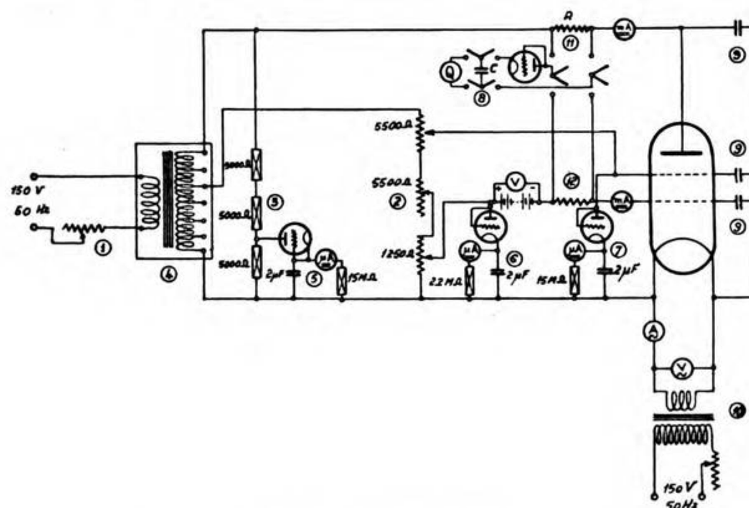


Fig. 1. — Schema generale.

1 – Reostato da 30 Ω
2 – Potenziometri per la regolazione delle tensioni alle griglie
3 – Partitore di tensioni
4 – Trasformatore principale
5 – Voltmetro elettronico d'anodo
6 – Voltmetro elettronico di griglia di controllo
7 – Voltmetro elettronico di griglia schermo
8 – Voltmetro balistico: $C = 1\ \mu F$ per il tetrodo; $C = 0,3\ \mu F$ per il triodo
9 – Condensatori da 0,005 μF
10 – Trasformatore per l'accensione
11 – $R = 5,5\ \Omega$ per il tetrodo
$R = 18,2\ \Omega$ per il triodo
12 – Resistenza da 34 Ω.

3. - Schema generale del circuito.

La fig. 1 rappresenta lo schema del dispositivo adoperato per il rilievo delle caratteristiche dei tubi trasmittenti.

Le tensioni ai diversi elettrodi sono fornite dal secondario di un trasformatore. Sul primario di questo è inserito un reostato di regolazione per ottenere le piccole variazioni di tensione anodica. Le tensioni della griglia di controllo e della griglia schermo possono essere variate mediante un sistema potenziometrico. Anche la tensione di accensione è regolata mediante una resistenza sul primario del relativo trasformatore; particolare attenzione va posta alla costanza di questa tensione, specie per il rilievo del tratto superiore delle caratteristiche.

Per evitare l'innesco di oscillazioni a radiofrequenza tra ciascuno degli elettrodi ed il catodo è stata derivata una capacità; il valore di questa deve essere abbastanza grande per rispondere allo scopo di disaccoppiamento, ma d'altra parte limitato in modo che la corrente capacitiva sia una frazione trascurabile della corrente elettronica: nel dispositivo indicato e con i tubi presi in esame il valore di 0,005 μF si è dimostrato adatto allo scopo.

Per rilevare la parte di caratteristica corrispondente a valori negativi della tensione della griglia di controllo, nel circuito relativo, è inserita una tensione di polarizzazione tale che, in assenza della sorgente di tensione alternata, la griglia assuma il potenziale d'interdizione della corrente anodica.

4. - Misura dei valori massimi di tensione.

Le misure dei valori massimi delle tensioni sono ottenute mediante voltmetri elettronici a diodo.

La forma della tensione da misurare è tale che la semionda positiva ha un'ampiezza minore della semionda negativa, perchè alla prima corrisponde un passaggio di corrente nel tubo, che dà luogo

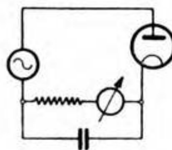


Fig. 2. — Voltmetro elettronico a valor massimo per la misura delle tensioni.

ad una caduta di tensione nel trasformatore. Poichè interessa conoscere l'ampiezza della semionda positiva della tensione, è necessario impiegare il tipo di voltmetro a valor massimo schematizzato nella fig. 2 (2).

Non è raro il caso che non si possa disporre, per il voltmetro, di un tubo elettronico capace di reggere alle tensioni anodiche, che è necessario raggiungere per rilevare, delle caratteristiche di un tubo

(2) F. VECCHIACCHI: Rass. P.T.T., 1932, IV, p. 546.

trasmittente, tutto il tratto che interessa. Si può ricorrere allora a un divisore di tensione, costituito, nel caso presente, da tre resistenze di 5000 ohm ciascuna.

5. - Misura dei valori massimi di corrente.

Le misure dei valori massimi di corrente sono riportate a misure della caduta di tensione in una resistenza inserita nel circuito. Il valore di questa resistenza deve essere proporzionato in modo, che la caduta di tensione da essa provocata sia tale da poter essere misurata con facilità (con un voltmetro a valor massimo non si possono agevolmente misurare tensioni inferiori a 1 volt); d'altra parte si deve verificare che tale caduta sia trascurabile rispetto alla tensione che si applica all'elettrodo.

Il tipo di voltmetro che meglio ha corrisposto è quello a diodo con misura balistica (3), del quale si riporta in fig. 3 lo schema di principio: attraverso il diodo, per la sua conduttività unilaterale,

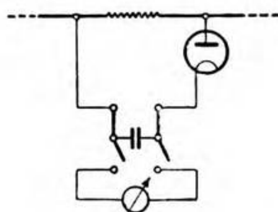


Fig. 3. — Voltmetro elettronico per la misura del valor massimo di una corrente.

nelle successive alternanze si ha un progressivo aumento della carica del condensatore, fino a quando la tensione continua tra le sue armature non ha raggiunto un valore eguale a quello massimo della tensione applicata; tale valore di tensione viene misurato scaricando il condensatore su un galvanometro balistico. La taratura può essere fatta direttamente applicando al voltmetro valori noti di tensione continua senza avere così bisogno di conoscere la capacità del condensatore e la costante balistica dello strumento.

Il circuito balistico deve essere accuratamente isolato, affinchè la tensione che si può localizzare sul condensatore per difetto d'isolamento sia abbastanza minore di quella che si vuol misurare.

È opportuno inserire, nel circuito anodico ed in quello di griglia, due strumenti per corrente continua, i quali forniscono i valori medi delle correnti relative; dànno quindi un elemento immediato di controllo delle misure, poichè il rapporto tra il valore medio ed il massimo della corrente non è molto diverso da $1/\pi$.

(3) M. Paris: L'Elettrot., 1924, XI, p. 686.

6. - Verifiche oscillografiche.

L'impiego di potenziometri aventi l'involucro metallico aveva fatto sorgere il dubbio che esistesse uno sfasamento fra tensione di griglia di controllo e tensione anodica. Occorreva inoltre accertarsi che per elevate tensioni dell'elettrodo di controllo, per effetto della corrente assorbita da questo, la forma della corrente anodica non presentasse un doppio massimo [4].

Per questi motivi è stata eseguita una serie di rilievi con l'oscillografo a raggi catodici per diversi valori di tensioni anodica e di griglia. La fig. 4 riproduce l'andamento delle diverse grandezze

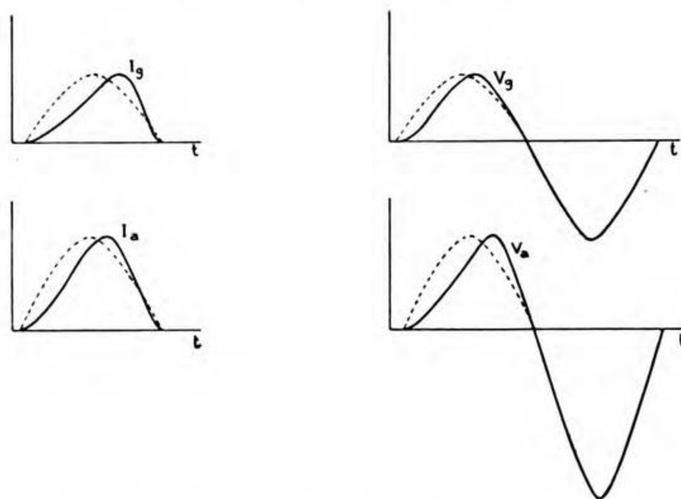


Fig. 4. — Andamento delle correnti e delle tensioni anodiche e di griglia.

(I_a, I_g, V_a, V_g); da essa si rileva che esiste un leggero sfasamento delle correnti rispetto alle tensioni, il quale però non arreca errori apprezzabili. Nelle misure eseguite non si è osservata la singolarità del doppio massimo; per il tratto delle caratteristiche che interessa normalmente conoscere, questa si presenta molto difficilmente nella forma della corrente anodica. Per contro, nel caso dei tetrodi, ciò si verifica spesso nella forma della corrente di griglia schermo, quando la tensione della griglia di controllo assume valori non molto diversi dalla tensione della griglia schermo. Il metodo di misura non risulta tuttavia gravemente infirmato nella sua generalità d'impiego, perchè difficilmente può interessare la conoscenza delle caratteristiche di un tetrodo trasmittente per valori così elevati della tensione della griglia di controllo e soltanto in casi particolarissimi è

(4) C. Matteini: loc. cit.

necessario conoscere l'andamento del diagramma della corrente di griglia schermo in funzione della tensione della griglia di controllo.

Le curve di corrente e le semionde positive di quelle di tensione presentano (fig. 4) un primo tratto con la concavità rivolta verso l'alto, tutto al di sotto della sinusoide avente gli stessi valore massimo e periodo, quindi riprendono un andamento quasi sinusoi-

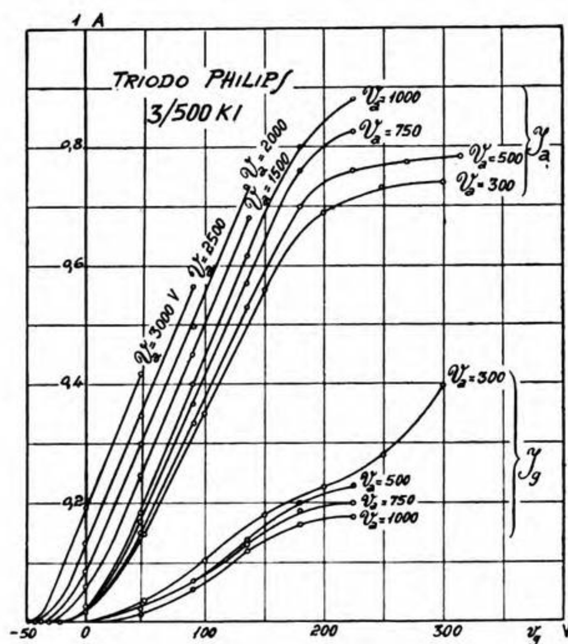


Fig. 5. — Caratteristiche statiche di un triodo.

dale con il massimo spostato in ritardo, per cui in un intorno di questo e nel tratto discendente risultano essere al di sopra della sinusoide che è stata assunta come confronto; le curve di corrente presentano ancora un piccolo tratto avente la concavità verso l'alto in vicinanza di $T/2$. Le aree di queste curve differiscono poco da quella della sinusoide presa a paragone; perciò nel § 1 è stato affermato che il rapporto di riduzione $1/4$ della potenza dissipata, nei due casi di alimentazione con corrente alternata e con corrente continua, risulta alterato di poco.

7. - Risultati.

Nelle fig. 5 e 6 sono riportate le caratteristiche statiche di un triodo e di un tetrodo: esse sono state rilevate con tensioni continue di alimentazione per il primo tratto, dal valore zero fino a

valori prossimi a 100 mA della corrente anodica, e con il metodo descritto, per valori superiori di questa.

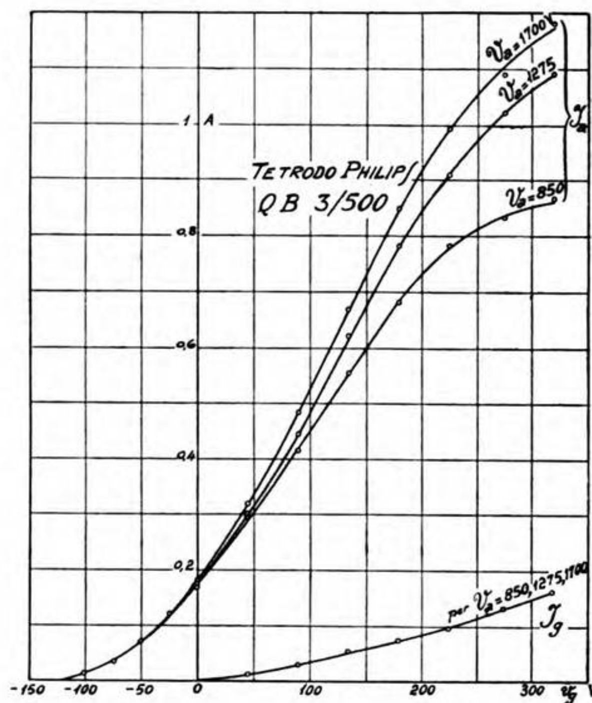


Fig. 6. — Caratteristiche statiche di un tetrodo.

I punti ottenuti dànno luogo a caratteristiche bene avviate, perciò i due metodi, almeno per i valori di corrente anodica bassi, forniscono risultati concordi (5).

Ringrazio il prof. Boella per l'aiuto ricevuto.

Livorno, maggio 1935.
R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

(5) C. Matteini: loc. cit.

IL SERVIZIO « RECLAMI E GUASTI » IN UNA GRANDE RETE TELEFONICA URBANA AUTOMATICA

GIOVANNI OGLIETTI

Si descrivono gli impianti e le modalità di esercizio per la localizzazione e riparazione dei guasti in una rete telefonica urbana automatica. Si accenna in modo particolare ad un nuovo metodo per controllare praticamente l'efficienza alla trasmissione e ricezione (telefonicità) degli apparecchi di abbonato, nonchè a un sistema di computo statistico dei guasti e delle riparazioni, a mezzo di contatori telefonici.

1. - Generalità.

L'organizzazione del servizio « reclami e guasti » in una grande rete telefonica urbana automatica deve rispondere ai seguenti requisiti:

1°) raccolta centralizzata delle denunzie da parte degli utenti e da parte dei vari servizi interessati all'esercizio;

2°) prova rapida preventiva degli organi di centrale, di linea e dell'impianto interno di abbonato, allo scopo di dare all'utente la sensazione dell'efficienza e rapidità del servizio di controllo e riparazione, nonchè di localizzare effettivamente le cause degli inconvenienti lamentati;

3°) centralizzazione del servizio di controllo e direzione delle squadre di riparatori, sia per l'uniformità dei metodi, sia per l'efficienza dello smistamento delle squadre, e sia infine per l'accentramento di tutti i documenti tecnici e statistici della rete;

4°) sorveglianza continua dell'andamento di tutti i servizi dell'esercizio, ottenibile soltanto con la centralizzazione sopracitata.

A questi requisiti risponde l'organizzazione qui descritta, che è stata adottata nelle reti automatiche di Milano e di Torino. Per semplicità ci si riferisce agli impianti e all'organizzazione di Milano, ma tale descrizione vale anche per Torino, con qualche lieve differenza, dovuta alla importanza relativa delle due reti (Milano: 61.000 abbonati; Torino: 28.000 abbonati).

Daremo, dapprima, uno sguardo generale al funzionamento del servizio e ci soffermeremo poi sui particolari tecnici dell'impianto, alcuni dei quali sono stati studiati e messi in opera appositamente per le reti di cui ci occupiamo: due di essi — e precisamente il dispositivo per la prova della telefonicità degli apparecchi di abbonato, e l'impianto di contatori statistici — presentano caratteri di novità, sia nel principio, sia nell'attuazione pratica.

2. - Svolgimento del servizio.

La fig. 1 rappresenta lo schema generale dell'organizzazione del servizio « reclami e guasti ». Gli abbonati reclamanti combinano col disco il numero 023 ed in tal modo, attraverso a selettori di gruppo normali ed a selettori distributori speciali, raggiungono l'operatrice del tavolo reclami. Questo consta di posti di lavoro orizzontali affacciati, ai quali prestano servizio le operatrici che vengono raggiunte in cuffia, qualora non siano già occupate in precedente comunicazione. L'operatrice, presa nota del numero del reclamante su apposito modulo, immette questo su un nastro trasportatore che lo scarica ad un posto di spedizione di posta pneumatica; di qui il modulo, previa timbratura dell'ora di ricezione, viene avviato allo schedario della sala prove.

L'impianto della sala prove comprende:

— 1 ripartitore a cui arrivano tutte le linee automatiche e manuali necessarie al servizio;

— 7 tavoli prova a due posti, ognuno dei quali è specializzato normalmente per il servizio di una data centrale o di un dato gruppo di centrali, pur avendo tutti la possibilità di essere adibiti al servizio generale della rete.

A questo scopo i tavoli stessi sono equipaggiati con linee di chiamata individuali per riparatori, linee di prova automatiche e manuali facenti capo alle spine a sei contatti dei vari permutatori. In più vi sono linee di chiamata generica per i riparatori speciali, senza numero di matricola, linee di chiamata generale provenienti da qualunque apparecchio della rete, linee dirette con i permutatori, nonchè, naturalmente, la completa serie di strumenti di misura e di relative chiavi di manovra del tipo corrente per tavoli del medesimo genere. Sui tavoli stessi corrono due nastri, di cui uno multiplo, che serve per inviare dallo schedario ad ogni tavolo prova i cartellini dei numeri da provare, ed uno comune di ritorno per i cartellini, a prove e riparazioni avvenute.

La fila dei tavoli prova termina con un tavolo speciale (fig. 2), la cui facciata è occupata da contatori di tipo telefonico, comandati da pulsanti sul banco e destinati alla statistica dei reclami e dei guasti. Viene di seguito lo schedario contenente tutti i cartellini di abbonato della rete (fig. 1); da un lato di esso parte il nastro multiplo per l'invio dei cartellini, all'altro lato arriva il nastro semplice di ritorno. A destra di questo, un armadio a quadri mobili contiene i quadri statistici, uno per ogni centrale (fig. 3). Vi si registrano con segni speciali i reclami e guasti incorsi in un semestre per ogni utente, in modo da avere a colpo d'occhio una visione esatta della situazione generale del servizio, nonchè un richiamo pratico su quegli utenti che diano luogo a reclami e guasti in misura anormale.

Completa l'impianto il tavolo di osservazione e controllo del caposervizio, il quale dal suo posto può verificare il lavoro svolto da ogni singolo meccanico del tavolo prova, può inserirsi sulle comunicazioni dei riparatori, e può altresì raggiungere qualunque numero della rete, per eventuali informazioni dirette.

Nello svolgimento ordinato del servizio, dopo l'arrivo della denuncia allo schedario, l'addetto a questo estrae il cartellino dell'abbonato reclamante e quindi, a mezzo del nastro multiplo, lo avvia al meccanico del tavolo prova che fa normalmente servizio

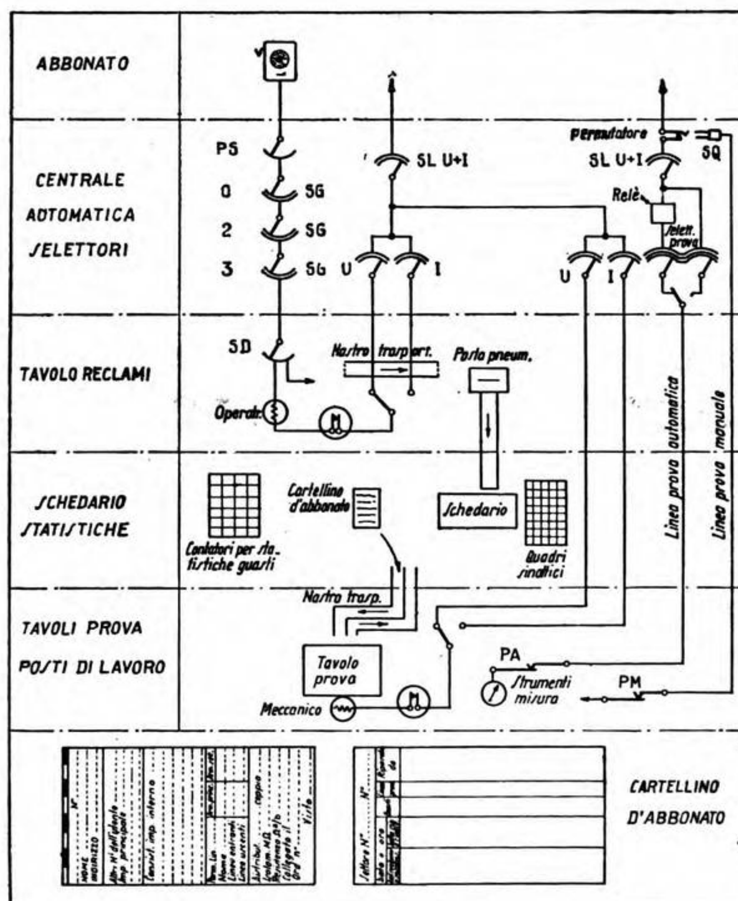


Fig. 1. — Schema del servizio « reclami e guasti ».

per la centrale a cui è collegato l'abbonato reclamante. Il meccanico del tavolo prova, appena esaurite le eventuali manovre in corso per un precedente reclamo, fa la prova preventiva automatica, vale a dire, infilando una spina nella presa (*jack*) delle linee automatiche della centrale di competenza, forma il numero dell'abbonato reclamante ed esegue le manovre per localizzare il guasto, indivi-

duando se questo sia verso la centrale, o verso la rete. Nella maggior parte dei casi — escluso cioè quando riesca assolutamente impossibile corrispondere con l'utente — si mette in comunicazione con questo e sente quali sono le cause del reclamo. Qualora effettivamente si tratti di un guasto, già la prova preventiva riesce nella quasi totalità dei casi a localizzarne le cause; in base a queste si può quindi procedere alla riparazione. Il cartellino viene allora tenuto nel casellario, in attesa di avere libero e disponibile il riparatore del settore entro cui trovasi l'utente reclamante.

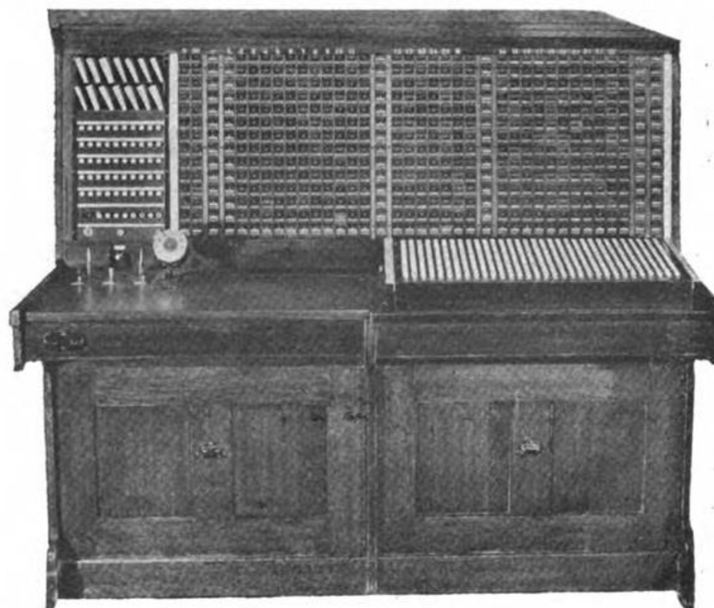


Fig. 2. — Quadro dei contatori per la statistica dei reclami e dei guasti.

Ogni riparatore ha un numero di matricola a tre cifre per la chiamata del tavolo prova, numero che egli compone da qualunque apparecchio per annunciarsi al tavolo stesso; la sua chiamata risulta così nominativa, pur facendo la sua linea capo contemporaneamente ai vari tavoli, con lampadine di chiamata a colore diverso per permettere a qualunque tavolo prova di venire in soccorso agli altri eventualmente troppo carichi di lavoro. In particolare, ad esempio, il riparatore N° 25 per chiamare il tavolo prova combina il numero 041-25 di cui le prime tre cifre sono generali per la chiamata del tavolo prove ed il 25 è individuale per il riparatore stesso.

Il meccanico del tavolo prova comunica, al riparatore che si è annunziato, il nominativo e l'indirizzo dell'abbonato da visitare e

comunica anche quanto è risultato alla prova preventiva, per modo che il riparatore recandosi dall'utente sappia già, normalmente, qual'è la riparazione da eseguire. In caso di guasti di linea viene allo stesso modo avvisata la squadra dei guardiafili, la quale però

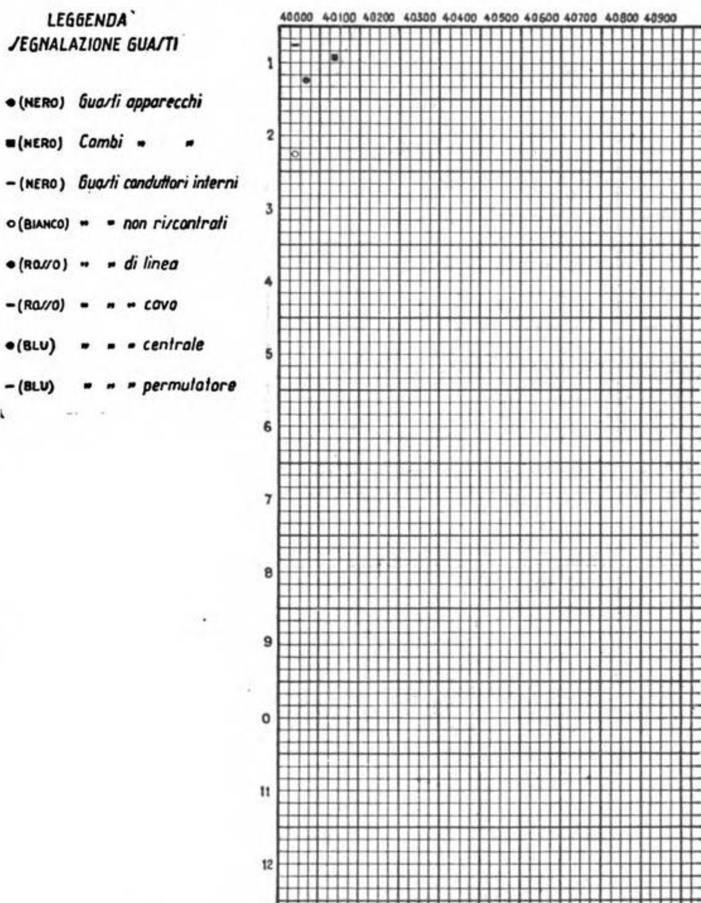


Fig. 3. — Quadro statistico dei reclami e dei guasti.

nelle grandi reti in cavo non interviene che rarissimamente e il più delle volte non per guasti singoli, ma per guasti generali di cavi.

A riparazione avvenuta (riparazione a cui concorre anche il tavolo prova per consigli e direttive) il riparatore controlla in modo autonomo la completa efficienza dell'impianto, per mezzo delle apparecchiature rappresentate schematicamente in fig. 4.

Con il dispositivo *A*, formando prima un determinato gruppo

di cifre speciali, si occupa il traslatore di richiamata, il quale, dopo di avere ricevuto tutte le cifre corrispondenti al numero dell'apparecchio in prova, invia automaticamente a questo brevi treni di

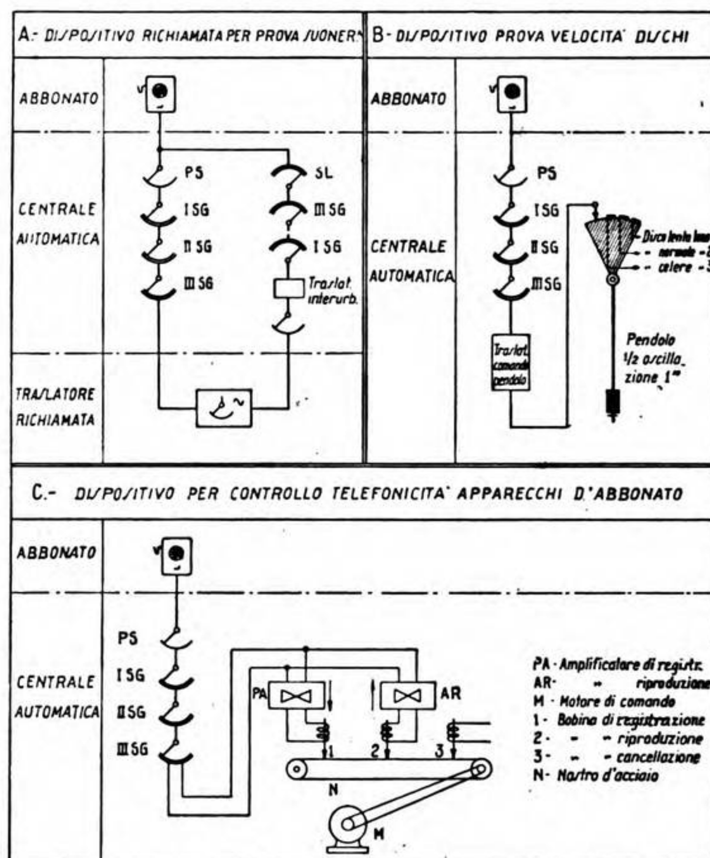


Fig. 4. — Dispositivi per il controllo dell'efficienza degli apparecchi d'abbonato.

corrente di chiamata, in modo che il riparatore può regolare la soneria dell'apparecchio.

Il dispositivo *B* per la prova di velocità dei dischi (¹) viene ugualmente occupato, facendo una cifra speciale; dopo di che il riparatore trasmette la cifra zero e, a seconda che il disco è regolato a velocità normale o è troppo celere o troppo lento, egli sente nel

(¹) A.F., 1934, III, p. 353.

proprio ricevitore un determinato tono, per modo che può regolarsi per l'eventuale riparazione del disco stesso.

Infine il dispositivo *C* per il controllo della telefonicità dell'apparecchio di abbonato è costituito da un nastro magnetico con bobine di registrazione, di riproduzione e di cancellazione, e dai relativi amplificatori. Raggiungendo, al solito, con una cifra speciale il dispositivo, il riparatore sente dapprima una frase normalizzata (impressa una volta tanto sul nastro) con la stessa intensità di voce con la quale sentirebbe l'operatrice interurbana, di modo che può intanto controllare l'efficienza del proprio ricevitore. In seguito egli trasmette una breve frase che viene anch'essa registrata sul nastro. A fine trasmissione, il dispositivo automaticamente trasmette di nuovo la prima frase tipo, e poi di seguito quella dettata dal riparatore. In tal modo, oltre a constatare senza altro se il microfono trasmette regolarmente, oppure non trasmette affatto, o ha distorsioni sensibili, friggii e simili inconvenienti, il riparatore può anche per confronto giudicare l'efficienza alla trasmissione; inquantochè, essendo il rapporto di amplificazione espressamente regolato in modo da tener conto della doppia attenuazione, nel caso della trasmissione e successiva ricezione della comunicazione in partenza dall'apparecchio, egli si può rendere conto di come la propria trasmissione sarebbe sentita dall'operatrice interurbana.

Ultimate queste prove di controllo, il riparatore si mette in comunicazione al solito, col tavolo prova, e da questo riceve gli ordini per altre visite di utenti. Qualora il guasto sia sulla linea o in centrale, a riparazione avvenuta sono i guardiafili od i meccanici di centrale che comunicano al tavolo prova la riparazione effettuata.

Nella parte posteriore del cartellino di abbonato vengono indicate la data e l'ora del reclamo e della riparazione, e vien segnato il numero caratteristico del guasto riscontrato, numero che serve poi per la statistica. Il cartellino viene in seguito restituito allo schedario.

Giornalmente tutti i cartellini estratti per reclami vengono passati alla statistica automatica a mezzo dei contatori del banco speciale già accennato (fig. 2). Qui l'operazione si compie premendo il tasto corrispondente alla centrale e al numero del guasto indicato sul cartellino, col che si ottengono automaticamente la registrazione del numero dei guasti, suddivisi a seconda della classifica ed a seconda della centrale di competenza, la totalizzazione dei guasti per centrali e per gruppi di guasti, nonchè la totalizzazione generale. Nello stesso tempo viene aggiornato il quadro statistico dei reclami e guasti rappresentato nella fig. 3, con le annotazioni indicate nella leggenda.

3. - Linee di prova preventiva automatica a distanza.

Il sistema (fig. 5) permette al quadro prova di raggiungere un abbonato qualsiasi della rete urbana a mezzo di speciale selezione automatica, e quindi di inserirsi — in qualsiasi caso — sulla linea

dell'abbonato stesso, effettuando tutte le prove necessarie sulla parte esterna e sulla parte interna di questa.

Rispetto al sistema normale di prova con linee normali terminanti a spine a sei contatti da infilare al permutatore in corrispondenza dei terminali delle linee di abbonato, si deve notare che il sistema automatico non permette la prova separata delle bobine ter-

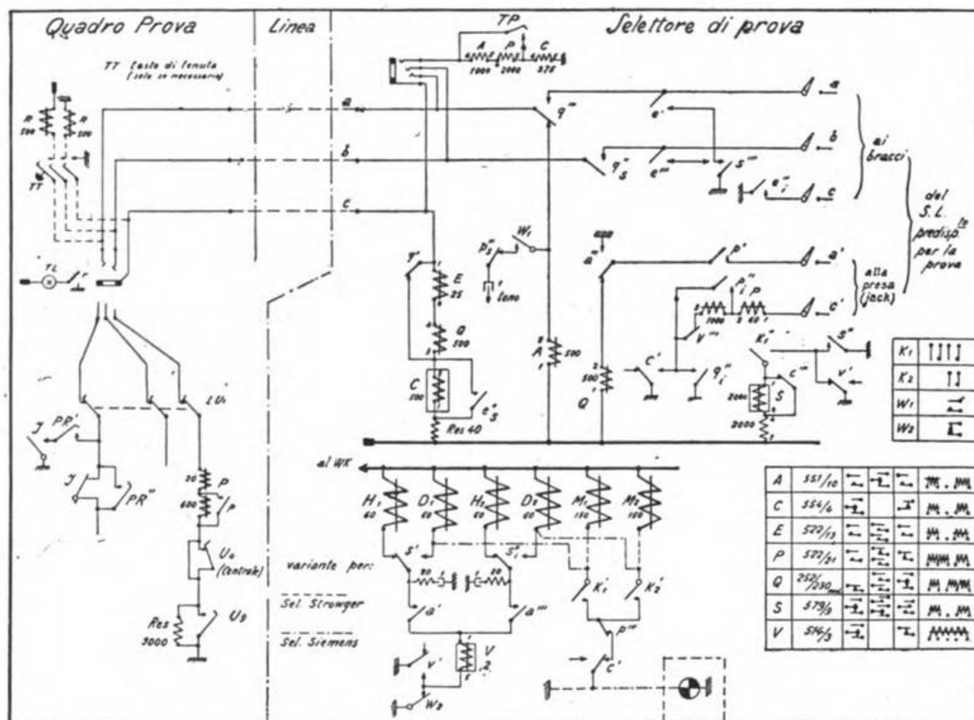


Fig. 5. — Linee di prova preventiva automatica a distanza.

miche e che inoltre, nelle prove verso l'esterno, sono incluse le connessioni in cavo di centrale, dal selettore di linea al permutatore. Notiamo però che questo non porta praticamente inconvenienti, poichè i cavi di centrale sono normalmente in condizioni tali da non influire, in pratica, sui risultati delle misure di abbonato, mentre le interruzioni alle bobine termiche non presentano importanza rilevante. Comunque, un impianto del tipo in esame, come accade nelle reti di cui ci occupiamo, può essere associato a linee di prova manuali da utilizzare sia per la tenuta in osservazione di abbonati, sia per eventuali maggiori controlli.

Il dispositivo qui descritto è applicabile agli impianti tipo Siemens e Halske; esso consta, per ogni centrale di 10.000 nu-

meri, di due selettori a sollevamento e rotazione appaiati elettricamente fra di loro (nella figura ne sono indicati i relè di sollevamento H_1, H_2, quelli di rotazione D_1, D_2, e quelli di disinnesto M_1, M_2). Si hanno così due campi multipli a 300 punti, di cui il primo viene collegato a 100 prese (*jacks*) di 100 selettori di linea, mentre il secondo viene collegato direttamente ai bracci portaspazzole *a*, *b*, *c* dello stesso selettore. (Normalmente si sceglie l'ultimo selettore di linea del centinaio che risulta meno occupato da parte del servizio normale degli utenti. Ed è importante, appunto, rilevare che, al di fuori dei due selettori speciali e della linea a tre fili di collegamento coi tavoli prova, l'impianto utilizza gli stessi organi che servono per la commutazione normale degli abbonati).

Il complesso per il comando dei due selettori consta di sette relè. Vi è in più una presa con tasto *TP* per la prova dei selettori stessi. Al quadro prova si utilizza una presa (*jack*) normale con una spina, le chiavi PR', PR'', LU_1, U_9, un disco combinatore con i contatti *J*, un relè di prova *P* e una resistenza di 3000 ohm. Qualora la linea di prova preventiva venga utilizzata per tenere in osservazione l'utente, si ha in più il relè di chiamata *R* da inserire attraverso la chiave *TT*, il quale relè all'atto della chiamata dell'utente si attrae e dà la segnalazione luminosa alla lampada *TL*.

I tempi di funzionamento del dispositivo sono i seguenti.

Occupazione: L'operatore infila la spina nella presa di prova: si eccita il relè *C* in serie con il relè *P* presso il tavolo prova e con la resistenza 3000 a terra. Il contatto c' prepara il circuito di prova del selettore di linea, mentre c''' toglie il corto circuito al relè *S*.

Scelta del migliaio: L'operatore invia la prima cifra: gli impulsi sono trasmessi come segue: terra, contatto *J* del disco, chiave PR', filo *a*, q''', *A* 500, batteria. Il relè *A* batte gli impulsi facendo sollevare i due selettori contemporaneamente: terra, W_2, V_2, a', s', H_1, batteria nel primo selettore e analogo circuito nel secondo selettore.

Durante la trasmissione degli impulsi il relè *V* si eccita; terminati gli impulsi esso cade e quindi si eccita il relè *S*: terra, v', contatto di testa K''_1, *S*, resistenza 2000, batteria. Il relè *S* si mantiene quindi attraverso il proprio contatto s''. I contatti s' e s'' spostano il circuito degli impulsi verso i magneti di rotazione D_1 e D_2.

Scelta del centinaio: Il secondo treno di impulsi inviato dal tavolo prova produce la rotazione dei due selettori. Finita la rotazione, appena cade *V*, si ha la prova del selettore di linea attraverso il seguente circuito: terra, c', v''', *P* 1000 + 60, braccio c', filo c', relè *C* del selettore di linea, batteria. Se il selettore di linea è libero, *P* attira e blocca.

Scelta delle decine di unità: L'operatore invia le ultime due cifre le quali non hanno più nessun effetto sui magneti *D* dei selettori speciali, perchè il contatto d'albero W_2 è ormai aperto e invece

gli impulsi sono ritrasmessi al selettore di linea via: a'' , p' chiuso, filo a', relè A nel selettore di linea.

Criterio di fine selezione: Appena terminata l'ultima cifra il commutatore pilota del selettore di linea passa oltre la posizione 2 e cioè in posizione di preparazione interurbana (3, 4 o 5, a seconda dei tipi). Si forma il seguente circuito: batteria, Q 500, a'' , p', braccio a' , filo a' , relè J nel selettore di linea, terra. Il commutatore pilota rimane fermo nella posizione anzidetta, mentre Q 500 viene temporaneamente eccitato e si mantiene per l'altro avvolgimento: batteria, resistenza 40 , C 500 , Q 500 , E 25 , filo c , spina di prova , P 20 + 600 , resistenza 3000 , terra. I contatti q''_s e q''' spostano la linea di prova dalla presa ai bracci a, b, c del selettore di linea, mentre q''_i assicura la tenuta del relè P del circuito indipendentemente da C.

Prove interne: Nelle condizioni ora ottenute l'operatore è collegato direttamente sui fili a , b dell'abbonato da provare, qualunque sia la condizione di occupazione di esso, e se l'abbonato è libero l'operatore può effettuare le prove interne.

Prove esterne: L'operatore abbassa la chiave U_9: si chiude in corto circuito la resistenza 3000 e si ottiene così un aumento di corrente per cui il relè E può eccitarsi. A questo punto si mettono temporaneamente a terra i fili a e b di abbonato allo scopo di liberare la linea. Nello stesso tempo e''_s mette in corto circuito C il quale cade lentamente. I relè C ed S rimangono diseccitati finchè E è attratto, quindi in definitiva i fili a e b vengono messi a terra per circa un secondo, mentre e''_i mettendo a terra il filo c provvede a bloccare il preselettore di abbonato facendo attrarre il relè T in questo e rendendo quindi possibile l'esecuzione delle prove esterne. Le prove, come già più volte accennato, vengono fatte con gli stessi dispositivi e strumenti usati nelle prove con il sistema manuale.

Ritorno a riposo: Avviene quando l'operatore sfila la spina. Si interrompe allora il circuito di tenuta per cui cadono i relè E , Q e C. Per l'apertura di c', oppure di q''_i, viene diseccitato P e liberato il selettore di linea, mentre vengono inseriti i magneti di disinnesto dei due selettori speciali: terra, c' , p''', contatti di testa K_1 e K_2, relè M_1 ed M_2 , batteria (nel caso si trattasse di selettori Siemens, anzichè Strowger, vale la variante indicata nel disegno).

In caso di piccole centrali, e fino a 1000 numeri, il sistema viene leggermente modificato, inquantochè, in luogo dei selettori a sollevamento e rotazione a 300 punti, bastano selettori rotativi a cinque bracci.

4. - Dispositivo per il controllo della telefonicità degli apparecchi di abbonato.

Il dispositivo, già sommariamente descritto nel § 2 e rappresentato nella fig. 4, è basato sui noti sistemi di registrazione magnetica della voce su nastro di acciaio, con bobine di registrazione, ripro-

duzione, e cancellazione finale della magnetizzazione impressa. Mentre in figura il nastro è schematicamente rappresentato come senza fine ed accavallato a due pulegge, in realtà esso è avvolto ad elica sopra un tamburo del diametro di circa 30 centimetri. Questo può essere fatto ruotare per ingranamento tra una ruota che è solidale con esso, e una ruota che viene mantenuta in rotazione da apposito motore, come in uso nei sistemi automatici di telefonia a comando indiretto. Sul nastro vengono mantenute affacciate le tre bobine di cui si è già detto, portate da apposito albero. Completano l'impianto un amplificatore di registrazione ed uno di riproduzione.

Al momento in cui il dispositivo viene bloccato da una chiamata, si mette in moto il motore *M* che può azionare tutti i tamburi di un determinato gruppo. Si compie in seguito l'accoppiamento del tamburo, il quale incomincia a ruotare. In questo tempo, comandata da apposito magnete, è a contatto del nastro la bobina di riproduzione, in modo che il meccanico sente la frase registrata permanentemente. Finita questa, e a comando di una camma che fa parte dell'albero portabobine, si solleva la bobina di riproduzione e si abbassa ed entra in circuito quella di registrazione; può quindi essere ricevuta la trasmissione fatta dall'apparecchio in prova.

Quando la bobina di incisione è arrivata a fine corsa, un sistema di richiamo porta nuovamente tutto il treno delle bobine in posizione di partenza, e qui, mentre il tamburo continua a girare, rientra in funzione la bobina di riproduzione. Passato il punto dove termina la frase fissa, entra in giuoco anche la bobina di cancellazione: questa, man mano che è avvenuta la riproduzione della frase dettata dall'apparecchio in prova, provvede a sopprimerne dal nastro la magnetizzazione, per preparare quest'ultimo ad un servizio successivo.

Alla fine del secondo percorso le tre bobine vengono richiamate al punto di partenza, il magnete di accoppiamento rilascia ed il tamburo si ferma, pronto per una nuova prova.

5. - Statistica dei guasti.

I guasti e le riparazioni sono classificati in una serie di gruppi; a ciascuno di questi è assegnato un numero convenzionale:

0,	guasto	non riscontrato nella prova preventiva, disinserzione, sospensione,
00,	»	non riscontrato dal riparatore,
1,	»	di centrale,
2,	»	di permutatore,
3,	»	di armadi,
4,	»	di cassette di protezione,
5,	»	di cassette di distribuzione,
6,	»	di cavi in tubazione,
7,	»	di cavi armati,
8,	»	di cavi aerei,
9,	»	di conduttori sottopiombo,
10,	»	di linea aerea,

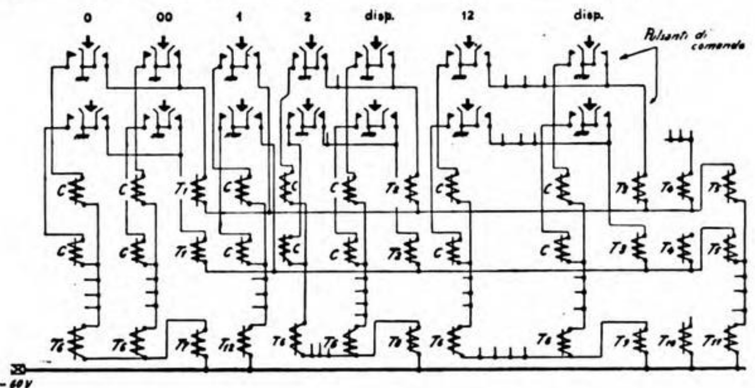


Fig. 6. — Schema del quadro dei contatori per la statistica dei reclami e dei guasti.

11, guasto di terre,
12, » di protettori,
13, » di impianto interno,
23, regolazione di relè,
24, cambio di condensatori,
25, cambio di cassetta,
M, riparazione al multiplex,
14, cambio di capsula,
15, cambio di pile,
16, cambio di cordone,
17, cambio di condensatore,
18, cambio di apparecchio,
19, regolazione del gancio,
20, regolazione del ricevitore,
21, regolazione del disco o del generatore,
32, diversi.

I contatori del tavolo rappresentato nella fig. 2 sono contatori di tipo telefonico, assegnati uno per ciascun tipo di guasto e per ciascuna centrale della rete. Essi sono raggruppati in modo da costituire il quadro riprodotto nella fig. 6 e vengono comandati per mezzo di pulsanti secondo lo schema della figura stessa.

Si supponga, ad esempio, di dover registrare il guasto 12 di un abbonato della centrale Cavour. Viene allora abbassato il tasto 12 corrispondente alla centrale suddetta; in questo modo si chiude il circuito: batteria, contatore T_9, contatore T_6, contatore C, tasto 12 della centrale Cavour, terra. Si chiude inoltre l'altro circuito: batteria, contatore T_{11}, contatore T_5, contatore T_3, tasto 12, terra. Tutti i contatori sopraindicati avanzano di un passo e con la sola pressione di un tasto si sono ottenuti i risultati seguenti, utili agli effetti della statistica:

— il contatore C individuale della centrale Cavour e del gruppo 12 ha aggiunto un'unità al numero dei guasti di protettori, competenti agli abbonati collegati alla centrale stessa;

— il contatore T_6 ha aumentato di uno la sommatoria dei guasti di protettori di tutta la rete di Milano, e altrettanto hanno fatto T_9 per il totale dei guasti del gruppo impianti interni di tutte le reti parziali, T_3 per il totale dei guasti del gruppo impianti interni della rete Cavour, T_5 per il totale di tutti i guasti della centrale Cavour e T_{11} per la sommatoria generale di tutti i guasti della rete di Milano.

Il dispositivo costituisce così una vera e propria macchina addizionatrice elettrica, con totalizzatori parziali e generali, la cui applicazione potrebbe essere estesa anche ad altri campi. Esso può trovare utile impiego ovunque occorrano statistiche parziali e per gruppi, da ottenere in modo molto semplice e con larga elasticità di impianto.

Torino, luglio 1935-XIII.

SUL PROBLEMA DEI DISTURBI ALLE RADIOAUDIZIONI

Si riassume lo stato attuale della questione relativa ai disturbi causati dagli impianti e dagli apparecchi elettrici alle radioaudizioni, e si fa un cenno degli orientamenti che, in proposito, si manifestano, sia nel campo tecnico sia in quello della regolamentazione.

1. - Premessa.

In brevissimo volger di anni, la radiodiffusione, perduti i suoi primitivi caratteri di novità e di incertezza, è diventata un « servizio pubblico » di grande importanza politico-sociale, oltre che economica. Il radioascoltatore, deposto l'abito del pioniere, è ora un contribuente, che compra l'apparecchio per ricevere, e paga una tassa. Con fondatezza giuridica, egli pretende, che il servizio sia buono, in continuo miglioramento, ed esente da interferenze e disturbi.

Gli enti, ai quali è affidata la radiodiffusione, fanno tutto il possibile per apportare ai loro impianti ogni miglioria tecnica, e, nel contempo, per ridurre al minimo ogni causa di interferenze, mediante accordi internazionali e servizi comuni di controllo e di assistenza tecnica. Cercano anche, accrescendo la potenza delle stazioni di emissione, ed aumentandone il numero, di soverchiare i disturbi; ma questo procedimento, che trova già limitazioni intrinseche nella sproporzione tra spesa e risultati (la quale rapidamente si accentua al crescere della potenza installata), urta contro la difficoltà di contenere in limiti tollerabili i reciproci danneggiamenti.

È quindi giocoforza cercar di eliminare le cause di disturbo, o almeno di ridurre nei più ristretti limiti, che tecnica ed economia consentano, gli effetti di quelle, che non possono essere rimosse.

Poco si può ormai contro i disturbi atmosferici, che del resto, nella media, è lecito considerare sopportabili. Anche nei riguardi delle interferenze fra emissioni vien fatto, come si è accennato, tutto il possibile.

Il campo di azione, che rimane aperto, è perciò quello degli impianti e delle apparecchiature elettriche di uso comune, che, nel loro insieme, costituiscono la fonte più cospicua di perturbazioni, e il mezzo più efficace per propagarne gli effetti.

Ne derivano inevitabili contrasti fra radioascoltatori da un lato e distributori di energia elettrica dall'altro, contrasti che hanno spinto tutti i paesi più progrediti alla ricerca di norme atte a regolare i rapporti in materia.

Alcune di tali norme risentono della novità dell'argomento trattato e della situazione di preponderanza dell'una o dell'altra categoria in contrasto; quasi tutte accusano la mancanza di solide basi

tecniche, quali sarebbero necessarie per dare ai provvedimenti proposti carattere di assoluta oggettività.

Si è perciò manifestato il bisogno di studi e di ricerche per procurare al legislatore elementi tecnici basilari. Riconosciuta l'opportunità, che il lavoro abbia, fin dal suo inizio, carattere internazionale, l'iniziativa ne è stata presa dalla Commissione Elettrotecnica Internazionale (C.E.I.), la cui costituzione permette di tenere imparzialmente conto delle esigenze di tutte le parti in causa. L'indagine tecnica è stata, dalla C.E.I., affidata ad un Comitato Internazionale Speciale per le Perturbazioni Radiofoniche (C.I.S.P.R.), costituito in seno ad essa a Parigi nel giugno 1933.

2. - Natura delle perturbazioni. Loro modo di influire sugli apparecchi riceventi.

È generalmente ammesso, che, a parte alcune rare eccezioni, i disturbi causati dagli impianti elettrici siano dovuti a scintille, che generano oscillazioni smorzate. Poichè i circuiti, sui quali queste oscillazioni agiscono, sono, nella generalità dei casi, complessi, un disturbo dovuto ad impianto elettrico risulta, di solito, costituito da uno spettro di frequenze, che copre quello delle radioemissioni e si estende, dai due lati, oltre i limiti di esso. L'influenza perturbatrice su di un apparato ricevitore è dunque limitata alla zona di frequenze per la quale l'apparato stesso è sensibile; zona che, nel caso della radiodiffusione, ha di solito l'ampiezza di circa 9 kHz.

L'energia elettromagnetica, così prodotta, può giungere all'apparato ricevente per radiazione diretta, oppure guidatavi dai conduttori ad esso collegati (conduttori di alimentazione, rete usata come antenna), od anche in parte nell'uno e in parte nell'altro modo.

La radiazione diretta è di solito poco efficace, in quanto raramente si verificano insieme le due circostanze, ch'essa sia molto importante (per esempio, isolatore avariato in una linea ad alta tensione, effetto corona molto spinto, e simili) e che il ricevitore sia vicino alla sorgente del disturbo.

La trasmissione lungo i conduttori è contrastabile con relativa facilità, mediante applicazione di filtri e di schermi all'apparato ricevente.

Il sistema misto di propagazione è il più comune. Dalla sorgente disturbatrice l'energia ad alta frequenza si diffonde nella rete, che agisce come un sistema irradiante, ed influenza l'antenna; la forza elettromotrice indotta in questa è tanto più grande, quanto più vicine ad essa sono le propaggini dell'impianto, percorse da importanti correnti ad alta frequenza.

Nel circuito costituito dall'apparecchio perturbatore e dai tratti di linea, che corrono nelle vicinanze dell'antenna perturbata, l'apparecchio stesso può generare due specie di oscillazioni parassite, che vengono chiamate, rispettivamente, simmetrica (o trasversale) ed asimmetrica (o longitudinale). La prima si verifica, quando la tensione ad alta frequenza viene prodotta fra i conduttori della rete (fig. 1). La seconda si manifesta, quando la f.e.m. perturbatrice risulta applicata fra la terra e l'insieme della rete (fig. 2).

L'oscillazione asimmetrica è, in generale, più dannosa della simmetrica, specialmente se il valore della capacità *C* (fig. 2) è grande (per esempio, carcassa della macchina perturbatrice messa a terra),

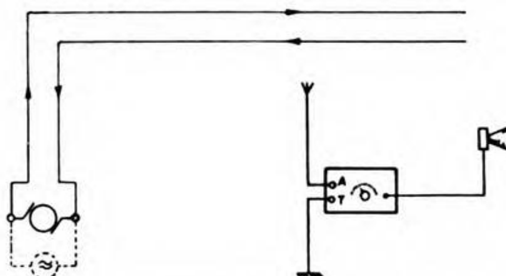


Fig. 1. — Schema dimostrativo del modo di prodursi e di propagarsi di una « perturbazione simmetrica ».

se cioè la maggior parte della differenza di potenziale ad alta frequenza può localizzarsi fra la rete e la terra. Di solito i due tipi di oscillazione coesistono; raro è il caso della presenza della sola trasversale, per le pressochè inevitabili asimmetrie dell'impianto (prese per interruttori unipolari, alimentazioni di utenti, e via dicendo).

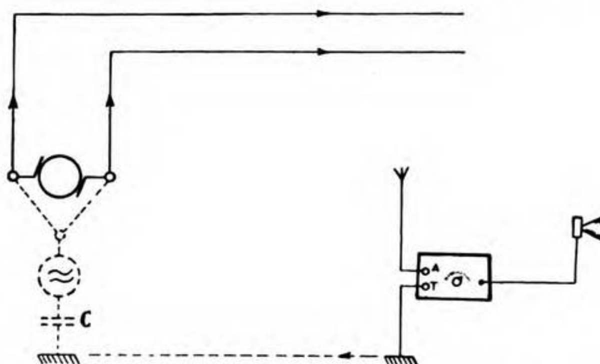


Fig. 2. — Schema dimostrativo del modo di prodursi e di propagarsi di una « perturbazione asimmetrica ».

3. - Sistemi atti a combattere le perturbazioni dovute agli impianti elettrici.

I metodi per limitare i disturbi causati dagli impianti elettrici sono concettualmente semplici e possono così riassumersi:

a) Evitare la produzione di forti scintille; ciò che normalmente corrisponde ad una buona manutenzione delle macchine e delle reti.

b) Allontanare quanto è possibile gli apparecchi ricevitori dai punti, in cui possono manifestarsi con relativa facilità importanti

scintillamenti (linee ad alta tensione, punti particolari di reti per trazione elettrica, e simili).

c) Schermare accuratamente i ricevitori, e disporre filtri sulle loro linee di alimentazione, in modo che le forze elettromotrici perturbanti possano agire solo attraverso l'antenna.

d) Impedire, mediante filtri disposti alle entrate delle linee elettriche negli appartamenti, il propagarsi delle perturbazioni fin nelle adiacenze delle antenne.

e) Smorzare e fermare, mediante circuiti studiati caso per caso, le oscillazioni parassite alla loro sorgente.

f) Costruire e disporre le antenne in modo che siano molto sensibili al segnale da ricevere e disaccoppiate al massimo dalle reti disturbatrici; elevare cioè il rapporto di quella che potrebbe essere chiamata la sensibilità utile dell'antenna, alla sua sensibilità nociva.

Accettati, come generalmente lo sono, i primi tre precetti, la cui applicazione rende non già superflua, bensì più efficace quella degli altri, rimangono in discussione questi ultimi, cioè i punti *d*), *e*) ed *f*).

Il provvedimento indicato sotto *d*) appare, da un punto di vista generale, il meno economico. Esso potrebbe anche incontrare difficoltà di applicazione, in quanto è suscettibile di coinvolgere gli interessi di chi non causa, nè subisce disturbi. Tale è ad esempio la condizione del locatario di un appartamento vicino a quello del radioascoltatore perturbato, quando codesto locatario non si interessi di radioaudizioni, o possegga un'antenna poco sensibile all'azione di campi disturbatori.

I metodi accennati nei capoversi *e*) ed *f*) attribuiscono gli oneri inerenti alla « immunizzazione » a due differenti categorie, e cioè, rispettivamente :

1) ai « produttori » di disturbi;

2) ai « consumatori » di disturbi (come, argutamente, sono stati chiamati i radioascoltatori).

Prima di stabilire in che modo tali oneri debbano essere ripartiti, occorre conoscere quali sono le necessità teoriche e le possibilità pratiche dei due metodi di « bonifica » delle radioaudizioni; occorre cioè sapere fino a qual limite il disturbo dovrebbe e potrebbe essere ridotto per ciascuna delle due vie.

4. - Riduzione dei disturbi alla sorgente.

Per decidere sulle possibilità del metodo, il C.I.S.P.R. si è prefisso lo scopo di determinare il valore massimo della forza elettromotrice ad alta frequenza, che può essere tollerata ai morsetti dell'apparecchio, che produce i disturbi. Poichè il valore cercato è, in primo luogo, funzione del rapporto fra segnale utile e perturbazione, che può essere ancora ritenuto soddisfacente all'uscita del ricevitore, le esperienze iniziali hanno avuto per scopo la determinazione di questo rapporto.

Per poter effettuare tale determinazione, è stato dapprima necessario concretare un apparecchio per la comparazione di suoni e

di rumori, atto a fornire indicazioni oggettive, corrispondenti alle impressioni soggettive dell'orecchio, indipendentemente dalla natura della sollecitazione.

È noto che l'orecchio presenta, sotto questo punto di vista, tre particolarità:

1) richiede circa 0,5 millesimi di secondo per tradurre lo stimolo in sensazione sonora;

2) richiede circa 200 millisecondi per avvertire la brusca interruzione del rumore;

3) dà una sensazione sonora, che dipende, a parità di altre condizioni, dal numero degli urti acustici che il timpano riceve nell'unità di tempo: per 50 urti al secondo la sensazione è all'incirca di 10 phon maggiore di quella che corrisponde ad un unico urto sonoro per secondo.

In seguito ad esperimenti effettuati con cinque diversi rumori (nota pura di 1000 Hz, rumore di punta di grammofono, piccolo motore elettrico, campanello elettrico, brevi schiocchi (*clicks*) alla cadenza di 4 al secondo) da nove operatori di varie nazionalità, è stato concordato un tipo di apparecchio, costituito, in linea di principio, da un voltmetro a tubi elettronici, alimentato, attraverso un raddrizzatore, nel modo schematicamente indicato in fig. 3; la costante di tempo del circuito di carica del condensatore C è di 1 millisecondo; quella del circuito di scarica dello stesso condensatore è di 160 millisecondi. Tale apparecchio ha mostrato di dare indicazioni assai bene corrispondenti alla sensazione media dell'orecchio.

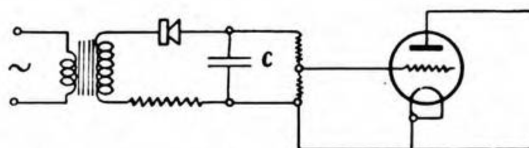


Fig. 3. — Schema di principio dello strumento usato per la comparazione dei suoni e dei rumori.

L'apparecchio è stato inserito all'uscita di un ricevitore, alla cui entrata potevano essere applicati contemporaneamente il segnale utile e il disturbo; quest'ultimo regolabile mediante attenuatore. Ottenuta, per mezzo di tale regolazione, una coesistenza sopportabile del segnale utile col disturbo (indipendentemente dalla natura di questo), i due sono stati misurati separatamente per mezzo dell'apparecchio sopra descritto.

I risultati ottenuti in numerose serie di misure, effettuate in vari paesi, hanno permesso di indicare in 40 decibel la differenza di livello accettabile tra segnale utile e perturbazione all'uscita dal ricevitore (rapporto delle tensioni 100 : 1).

Questa differenza di livello, misurata sulla bassa frequenza, fra segnale utile e perturbazione, dipende:

a) dal campo radioelettrico dovuto alla portante della emissione e dalla percentuale di modulazione della stessa;

b) dall'altezza efficace dell'antenna ricevente;

c) dal valore della differenza di potenziale ad alta frequenza, prodotta ai morsetti del perturbatore;

d) dall'indebolimento che subisce il disturbo, nel passare, dal punto in cui fu generato, all'antenna ricevente.

Esaminiamo ciascuno di questi elementi.

a) Il valore del campo radioelettrico da considerare è quello che si desidera proteggere contro i disturbi; la sua scelta è dunque dettata da considerazioni non soltanto tecniche, ma anche di indole più generale. Il C.I.S.P.R. ha perciò impostato le sue ricerche, in modo da poter esprimere un parere nella forma: « Se si desidera proteggere un campo di x V/m, occorre limitare la tensione ai morsetti del perturbatore ad y V ».

Per la percentuale di modulazione è stato assunto il valore di 80 %, che corrisponde alle condizioni generalmente attuate nei trasmettitori moderni, ed è in armonia con il parere emesso dal Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni (C.C.I.R.) nella riunione di Lisbona del 1934 (1), nei riguardi della tolleranza per le armoniche dovute a distorsioni (4 %).

b) Come altezza efficace delle antenne riceventi è stato convenuto di assumere il rapporto fra la tensione utile misurata, a circuito aperto, ai morsetti antenna terra del ricevitore, cioè, precisamente, tra l'estremità dell'antenna e quella del filo di terra, disconnesse e leggermente discostate dai morsetti del ricevitore, nel luogo in cui esso è installato, ed il gradiente di potenziale, che esiste, in pari tempo e per la stessa causa, in un luogo aperto, sito nelle vicinanze del radioricevitore. In altre parole, vengono attribuite a diminuzione di altezza efficace dell'antenna, le riduzioni che subisce il valore del campo allorchè si passa, dall'ambiente esterno libero, all'ambiente interno.

Nella fig. 4 sono riportati, sotto forma di curva di probabilità, i risultati medi ottenuti recentemente in Inghilterra, operando su circa 250 antenne, alle frequenze di 200, 876, e 1150 kHz (lunghezze d'onda di 1500, 342 e 261 m, rispettivamente), con un complesso di circa 750 misure.

c) Il valore della tensione ad alta frequenza ai morsetti del disturbatore è appunto quello, di cui si ricerca il massimo tollerabile.

d) Per ciò che riguarda l'indebolimento del disturbo nel tragitto dalla sorgente all'antenna del ricevitore, sono state effettuate misure usando una tensione sinusoidale ad alta frequenza (tre frequenze: circa 200, 700 e 1200 kHz, rispettivamente) di ampiezza nota (dell'ordine di 1 V) e applicata simmetricamente tra i morsetti della rete, che alimenta il disturbatore, ed asimmetricamente tra questi morsetti (uniti fra loro) e la terra. Si è rilevata in pari tempo la differenza di potenziale che si presenta ai morsetti antenna terra

(1) A. F., 1934, III, p. 712.

del ricevitore, a circuito aperto. Come coefficiente di attenuazione viene assunto, in ciascuno dei due casi (simmetrico ed asimmetrico), il rapporto fra la tensione nota e la d.d.p. misurata al ricevitore.

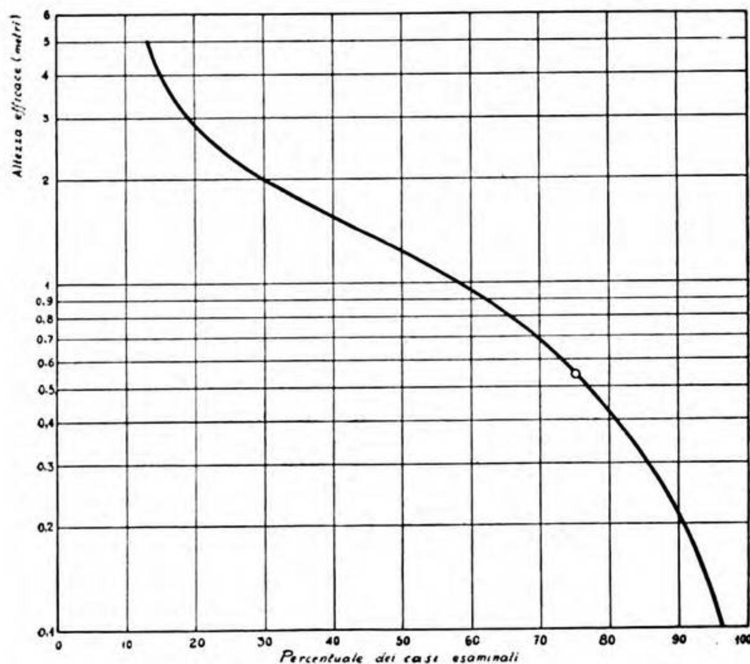


Fig. 4. — Curva di probabilità dell'altezza efficace di antenne di ricevitori per radioaudizioni.

Nella fig. 5 sono riportati, sotto forma di curva di probabilità, i risultati medi ottenuti recentemente in Inghilterra, operando su circa 200 casi, alle frequenze di 187,5, 666 e 1200 kHz (lunghezze d'onda di 1600, 450 e 250 m), con un complesso di circa 600 misure.

Se si stabilisce il valore di campo, che si vuol proteggere, e la percentuale di radioascoltatori a cui ci si vuol riferire, avendo di mira una differenza di livello di 40 decibel, sulla bassa frequenza, fra segnale utile e perturbazione, è possibile, mediante le curve delle fig. 4 e 5, ricavare il valor massimo tollerabile della d.d.p. ad alta frequenza ai morsetti del disturbatore. Se si decide, per esempio, di proteggere il campo di 1 mV/m ed il 75 % di radioascoltatori, si trova che il minimo di altezza di radiazione delle antenne appartenenti a questo 75 % di ascoltatori è 0,54 m (fig. 4) e che la più piccola attenuazione (asimmetrica), che può subire un disturbo, nel

75 % dei casi presi in esame, è di 20 decibel (fig. 5), il che corrisponde a un rapporto delle tensioni 10 : 1. Per un calcolo di orientamento, ammettiamo che gli ascoltatori, che hanno antenna di altezza efficace superiore ai 0,54 m, siano quelli stessi che hanno attenuazione di disturbi non inferiore a 20 decibel; la forza elettromotrice indotta nell'antenna meno efficiente tra quelle da proteggere, è dunque di 0,54 mV; tenendo conto della profondità di modulazione ammessa (80 %), si vede che, per ottenere un rapporto di 100 : 1 fra le tensioni di cresta a bassa frequenza, occorre che sia di 125 : 1 quello tra le f.e.m. indotte nell'antenna. La f.e.m. dovuta

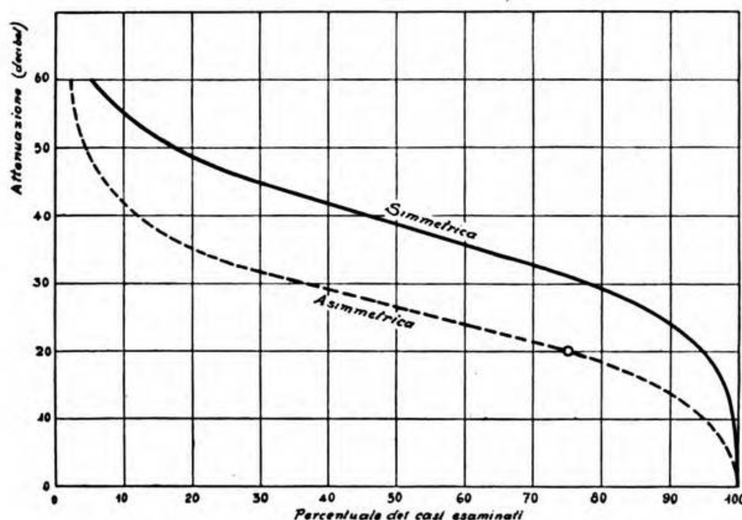


Fig. 5. — Curve di probabilità dell'attenuazione, che subisce un segnale perturbatore, nel passare dalla sua origine all'antenna disturbata.

al disturbo non può dunque superare 0,0043 mV; tenuto conto dell'attenuazione di 20 decibel, a 43 μV ammonta perciò il limite massimo tollerabile per la tensione ai morsetti del disturbatore.

Nella fig. 6 sono riportate, per tre frequenze, le curve costruite sulle medie di osservazioni eseguite in vari paesi, dalle quali è possibile ricavare direttamente il valore della d.d.p. tollerabile ai morsetti del perturbatore, nel caso di un campo principale di 1 mV/m, in funzione del percento di radioascoltatori da proteggere. Si vede che, per frequenze dell'ordine di 160 ÷ 200 kHz, il valore massimo ammissibile per la d.d.p. disturbatrice risulta di circa 25 μV. La discrepanza, del resto non eccessiva, tra questo risultato e quello prima ottenuto, dipende dal differente rapporto tra nu-

meri di antenne esterne e di antenne interne prese in esame (²) (differente valor medio dell'altezza di radiazione).

Non sembra facile ridurre ad alcune diecine di μV la tensione ad alta frequenza ai capi degli organi perturbatori. Poichè mancano dati sufficienti in proposito, il C.I.S.P.R. ha promosso un ciclo di misure internazionale, allo scopo di determinare:

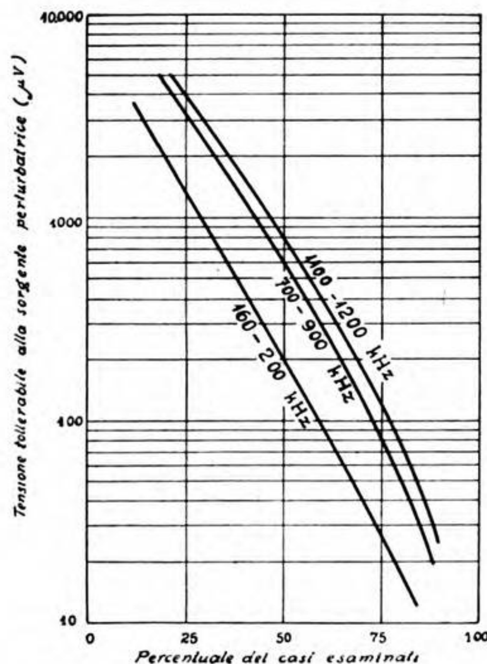


Fig. 6. — Valore sopportabile della tensione perturbatrice alla sorgente, nella ipotesi che il campo da proteggere sia di 1 mV/m e che la differenza di livello tra segnale utile (modulazione 80 %) e disturbo, sulla bassa frequenza, sia di 40 decibel.

1) il valore della tensione perturbatrice, ai morsetti di macchine ed apparecchi di tipi correntemente usati, di potenza inferiore ai 10 kW;

2) il valore a cui la stessa tensione si riduce, quando all'apparecchio venga applicato un complesso attenuatore di tipo semplice e di costo relativamente basso.

Tali misure debbono essere effettuate mediante un'apparecchiatura, che soddisfi alle seguenti condizioni:

(²) Nella Gran Bretagna, il rapporto tra il numero di antenne esterne e quello di antenne interne è all'incirca di 7: 3.

a) Nella parte ad alta frequenza: impedenza di entrata dell'apparecchio di misura maggiore di 1000 ohm; l'apparecchio ed il perturbatore non debbono presentare alcun accordo sopra una delle frequenze emesse dal perturbatore stesso; banda passante 9 kHz.

b) Rivelazione lineare.

c) Nella parte a bassa frequenza: lo stesso apparecchio concordato per la comparazione dei rumori (precedentemente descritto).

d) Impedenza da connettere ai morsetti del perturbatore all'atto della misura (impedenza rappresentativa di quella della rete): a scopo di semplificazione pratica, resistenza pura di 150 Ω.

5. - Accrescimento del rapporto tra « sensibilità dell'antenna ricevente al segnale utile » e « sensibilità dell'antenna ricevente ai disturbi ».

Valgono ad accrescere il primo termine del rapporto tutti i provvedimenti intesi ad aumentare l'altezza efficace, quale è stata definita nel paragrafo precedente; tutti quei provvedimenti, cioè, che riguardano non soltanto la forma e le dimensioni dell'antenna, ma anche la scelta della sua ubicazione, intesa ad assicurare il massimo sfruttamento del campo prodotto dall'emettitore.

Servono a diminuire il secondo termine del rapporto tutti i provvedimenti intesi a disaccoppiare l'antenna dalla rete; tutti quei provvedimenti, cioè, che riguardano la scelta della forma e della ubicazione più opportune, nonchè la possibilità di schermare le parti, che più sono attive agli effetti della captazione di energia perturbatrice.

Il mezzo più usato per raggiungere gli scopi di cui sopra consiste nell'adozione di antenne esterne; di antenne, cioè, che oltre ad essere, in generale, più o meglio sviluppate dal punto di vista geometrico, sono ubicate in zone dello spazio ove il campo principale è più intenso ed i campi perturbatori sono più deboli. Altri provvedimenti consistono nella adozione di discese schermate, di particolari sistemi equilibratori del tipo a ponte, e simili.

Misure recentemente effettuate in Germania su alcune « antenne tipiche » permettono di avere un'idea dell'ordine di grandezza del rapporto $S_u : S_d$, della « sensibilità utile » alla « sensibilità dannosa »:

Tipo di antenna	$S_u : S_d$
Antenna esterna, alta, con discesa schermata ..	1000
Antenna esterna, con discesa non schermata ..	70 ÷ 150
Antenna interna	25 ÷ 80
Circuito luce usato come antenna	1 ÷ 3

6. - Conclusioni.

Da quanto è stato esposto nel § 4, sembrerebbe doversi escludere la possibilità di una soddisfacente « bonifica » delle radioaudi-

zioni mediante l'esclusivo impiego di congegni non troppo complessi e non troppo costosi, da applicare alle sorgenti dei disturbi. Ove ciò fosse vero, risulterebbe contrariata la tendenza, che si afferma in molti paesi, anche fra i più importanti nei riguardi dello sviluppo dei servizi di radiodiffusione, a non far gravare sui radioascoltatori gli oneri inerenti al miglioramento delle audizioni.

Occorre tener presente, che le ricerche promosse dal C.I.S.P.R., sia per la difficoltà insita nel numero di parametri da considerare, sia per la rapidità con la quale hanno dovuto avere svolgimento, non possono essere ritenute complete e, tanto meno, tali da permettere di tradurre in cifra ogni aspetto del problema allo studio. Non è per esempio da escludere, che una ricerca sperimentale delle probabilità, che hanno le varie circostanze sfavorevoli di sommarsi tra loro, possa permettere di accettare per le tensioni perturbatrici limiti meno restrittivi di quelli accennati. In generale, infatti, le località ove più frequenti, vari ed intensi sono i disturbi (per esempio, i grandi agglomerati cittadini) sono « servite » da campi, che spesso raggiungono il valore di parecchie diecine di millivolt per metro; viceversa, in molti luoghi (per esempio, in campagna ove è debole il campo dovuto a quella o a quelle emissioni, che l'ascoltatore può ragionevolmente pretendere di ricevere con facilità) deboli e scarse sono di solito le cause perturbatrici.

La speranza, che l'attenuazione della differenza di potenziale perturbante all'origine risulti meno difficile e meno onerosa di quanto asseriscono alcuni costruttori, oppure che possano essere accettati, per essa d.d.p., valori minimi non troppo piccoli, è confortata dalle concordanti notizie fornite da diverse organizzazioni di radiodiffusione. Secondo le statistiche, ad alcune diecine di migliaia ammontano i reclami ricevuti da enti europei, nel corso del 1934, per disturbi a radioaudizioni, e molto elevata, dell'ordine del 90 %, è la percentuale dei casi in cui è stato possibile rimuovere la causa della lagnanza, mediante l'uso di sistemi attenuatori semplici e poco costosi.

Del resto, anche se considerazioni di carattere politico-sociale possono, almeno per qualche tempo ancora, sconsigliare di ripartire tra « produttori » e « consumatori » gli oneri della eliminazione dei disturbi, non sembra facile negare, che, da un punto di vista strettamente giuridico, questo modo di procedere apparisce il più corretto. A parte ogni questione di « precedenza », quella che per il radioascoltatore è una « causa di disturbo » per l'utente di energia elettrica è molto spesso una « caratteristica di funzionamento », difficilmente riducibile, quasi mai sopprimibile, del suo apparato utilitario. Unilaterale appare quindi il concepire l'utente di apparecchi elettrici come un « colpevole », che meriti « sanzioni ».

Più equa, almeno da un punto di vista teorico, sembra la tendenza ad una posizione di equilibrio, nella quale, all'obbligo di non provocare disturbi, che eccedano determinati limiti, corrisponda quello di non far discendere, al di sotto di un valore da stabilire, il rapporto tra la sensibilità utile e la sensibilità dannosa dell'antenna ricevente.

U. R.

RECENSIONI

ANTENNE.

E. Bruce, A. C. Beck e L. R. Lowry — **Antenne orizzontali rombiche.** (Bell S. T. J., gennaio 1935, XIV, 1, pag. 135-158, con 20 fig.).

Le caratteristiche ed il funzionamento delle antenne rombiche sono stati trattati in una precedente nota generica sui vari tipi di antenne direttive (1). Sono ora descritti minutamente i metodi teorici impiegati per il dimensionamento di tali antenne, quando si siano misurati, con rilievi preliminari, gli angoli di incidenza, rispetto al piano orizzontale, delle onde in arrivo, in un determinato punto di ricezione; tali metodi hanno avuto conferme sperimentali sia dai risultati pratici, sia da misure quantitative su modelli in scala ridotta. Vengono inoltre brevemente discussi i circuiti di accoppiamento tra l'antenna e gli alimentatori e le resistenze terminali dell'antenna stessa.

I dati di partenza sono la lunghezza λ dell'onda in arrivo e l'angolo d'incidenza Δ di essa rispetto al piano orizzontale. Il valore e le variazioni di questo angolo debbono essere preventivamente misurati; ciò può farsi coi sistemi indicati da Friis, Feldman e Sharpless (2).

Le dimensioni dell'antenna da calcolarsi sono l'altezza da terra H, la lunghezza l del lato della losanga e l'angolo al vertice $2\,\Phi$ (fig. 1). A prima vista, si potrebbe credere che l'efficienza teorica di un'antenna rombica orizzontale ricevente dovesse crescere senza limiti, per una data direzione dell'onda in arrivo, quando aumentano nelle giuste proporzioni le varie dimensioni di essa. Si vedrà invece che, per ogni valore dell'angolo di incidenza rispetto al piano orizzontale, si ha una terna H, l e Φ di dimensioni ottime.

La fig. 1 rappresenta un'antenna rombica orizzontale, e in essa sono segnate le varie dimensioni ed i simboli usati nelle formule seguenti; riferendosi a tale figura, supponendo trascurabili le perdite e gli accoppiamenti parassiti, e supponendo uniforme l'impedenza caratteristica, si ottiene per la corrente all'uscita dell'antenna, per effetto di un'onda in arrivo polarizzata orizzontalmente, l'espres-

---

(1) E. Bruce: Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1406.

(2) H. T. Friis, C. B. Feldman e W. M. Sharpless: Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 47.

sione:

$$[1]\quad I_R = j\,\frac{\varepsilon\,\lambda}{4\,\pi\,Z_0}\left[\frac{\cos(\Phi-\beta)}{1-\operatorname{sen}(\Phi-\beta)\cos\Delta}+\frac{\cos(\Phi+\beta)}{1-\operatorname{sen}(\Phi+\beta)\cos\Delta}\right]\cdot$$

$$\cdot\left[1+a\,e^{-j\left(\frac{4\,\pi}{\lambda}H\operatorname{sen}\Delta+\alpha\right)}\right]\cdot\left[1-e^{-j\frac{2\,\pi\,l}{\lambda}\left[1-\operatorname{sen}(\Phi+\beta)\cos\Delta\right]}\right]\cdot$$

$$\cdot\left[1-e^{-j\frac{2\,\pi\,l}{\lambda}\left[1-\operatorname{sen}(\Phi-\beta)\cos\Delta\right]}\right].$$

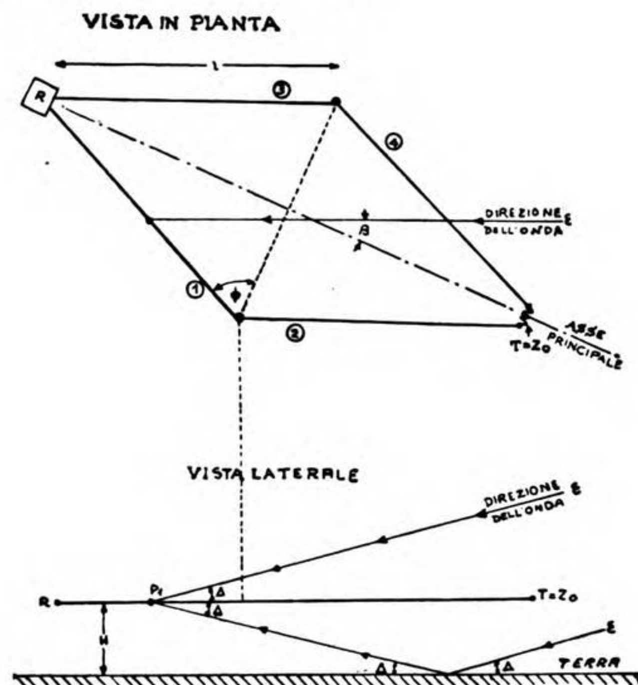


Fig. 1 — Schema dell'antenna rombica.

essendo:

ε il campo elettrico nello spazio,
H l'altezza dell'antenna da terra,
l la lunghezza di un lato del rombo,
Φ la metà dell'angolo al vertice laterale,
Δ l'angolo che l'onda in arrivo fa con la terra nel piano d'incidenza,
a il rapporto tra l'ampiezza del campo riflesso dalla terra e quella del campo incidente,
α il cambio apparente di fase causato dalla riflessione della terra,
β l'angolo formato dalla componente orizzontale dell'onda in arrivo con l'asse dell'antenna.

Questa equazione rappresenta la direttività dell'antenna nello spazio a tre dimensioni.

Si supponga ora $\beta = 0$, ossia l'antenna orientata secondo la componente orizzontale dell'onda in arrivo. In tal caso l'equazione precedente diviene:

$$[2] \qquad I_R = K \left[1 + a e^{-j\left(\frac{4\pi}{\lambda} H \operatorname{sen} \Delta + \alpha\right)} \right] \cdot \frac{\cos \Phi}{1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta} \cdot \left[1 - e^{-j \frac{2\pi l}{\lambda} (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta)} \right]^2 .$$

Poichè in pratica l'asse principale dell'antenna è normalmente diretto verso il corrispondente lontano, le condizioni che rendono massima la [2] sono quelle che interessano per il progetto.

Nell'ipotesi di una terra perfetta (che per onde polarizzate orizzontalmente non porta a discordanze sensibili con i risultati sperimentali) la [2] diventa:

$$[3] \qquad I_R = K' \left[\operatorname{sen} \left(\frac{2\pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta \right) \right] \cdot \frac{\cos \Phi}{1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta} \cdot \operatorname{sen}^2 \left[\frac{\pi l}{\lambda} (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta) \right] .$$

Derivando successivamente rispetto a ciascuna delle tre variabili H, l e Φ, ed uguagliando le derivate a zero, si ottengono, con alcune sostituzioni e trasformazioni, i seguenti valori ottimi, in funzione di λ e Δ.

$$[4] \qquad \begin{cases} H = \dfrac{\lambda}{4 \operatorname{sen} \Delta} , \\ l = \dfrac{\lambda}{2 \operatorname{sen}^2 \Delta} , \\ \operatorname{sen} \Phi = \cos \Delta . \end{cases}$$

La fig. 2 mostra i due diagrammi direttivi nel piano verticale e nel piano orizzontale, calcolati mediante le sopra riportate espressioni introducendovi i valori ottimi risultanti dalle [4], per una data lunghezza d'onda e per $\Delta = 17^\circ,5$.

Appare dal primo diagramma che, pur ottenendosi col metodo esposto il massimo valore possibile di I_R per $\Delta = 17^\circ,5$, il massimo del diagramma si ha per un angolo di incidenza alquanto minore. Perciò questo metodo può avere qualche applicazione quando interessi ottenere la massima possibile intensità del segnale per superare, ad esempio, il livello dei disturbi che hanno origine nel ricevitore stesso (rumore di fondo). Ma quando occorre distinguere il segnale da disturbi esterni provenienti da altre direzioni, o quando la direzione di arrivo dell'onda è poco stabile, è assai preferibile

poter orientare il massimo del diagramma secondo la direzione media di provenienza delle onde che si vogliono ricevere. Questo può farsi alterando opportunamente almeno una delle dimensioni ottime, il che porta però ovviamente ad una lieve diminuzione di I_R.

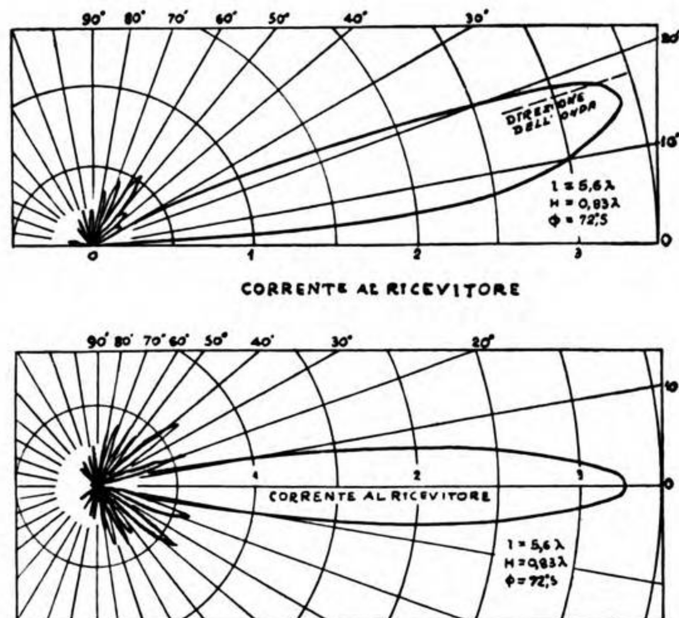


Fig. 2. — Diagrammi di ricezione nel piano verticale e nel piano orizzontale.

Il metodo da applicare è il seguente.

Se si deriva la [2] rispetto a Δ, e si uguaglia a zero la derivata, si ottiene, dopo alcune trasformazioni e sostituzioni, che $\partial I_R / \partial \Delta = 0$, quando:

[5]
$$H = \operatorname{sen} \Phi \tan \Delta \tan \left(\frac{2 \pi H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta \right) \cdot$$
$$\cdot \left\{ \frac{\lambda}{2 \pi (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta)} - \frac{l}{\tan \left[\frac{\pi l}{\lambda} (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta) \right]} \right\} ;$$

sostituendo qui ad H il valore dato dalla prima delle [4] si ha:

[6]
$$\tan \left[\frac{\pi l}{\lambda} (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta) \right] = 2 \left[\frac{\pi l}{\lambda} (1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta) \right] ,$$

equazione trascendentale della forma $\tan x = 2 x$, la quale ha per

radici:

$$x = 0 \,, \qquad 0{,}3710\,\pi \,, \qquad 1{,}466\pi \,, \; \ldots .$$

La coincidenza del vettore massimo del diagramma direttivo con una determinata direzione di arrivo delle onde si ha solo per la prima soluzione maggiore di zero; per questa si ottiene:

[7] $$l = \frac{0{,}371\,\lambda}{1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta} \,.$$

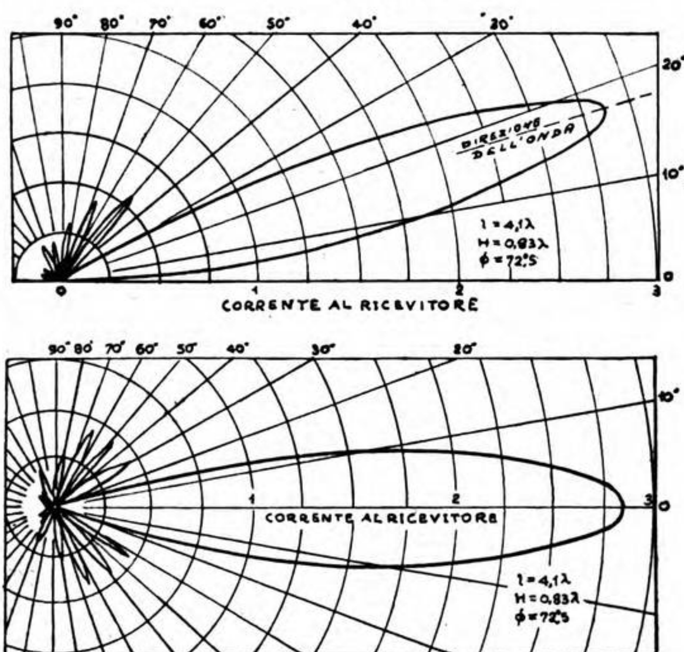


Fig. 3. — Diagrammi di ricezione nel piano verticale e nel piano orizzontale, col secondo metodo di calcolo.

La [7] collega fra loro l e Φ; una di queste due grandezze può quindi essere eliminata nella equazione [3], la quale diventa:

[8] $$I_R' = K'' \left[\operatorname{sen} \left(\frac{2\,\pi\, H}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta \right) \right] \cdot \frac{\cos \Phi}{1 - \operatorname{sen} \Phi \cos \Delta} \,,$$

da cui si ha che $\partial I'_R / \partial \Phi = 0$, quando:

[9] $$\operatorname{sen} \Phi = \cos \Delta \,.$$

La [9] è identica alla terza delle [4].

Sostituendo la [9] nella [7] si ottiene:

[10] $$l = \frac{0{,}371\,\lambda}{\operatorname{sen}^2 \Delta} \,.$$

Perciò le dimensioni ottime per ottenere che il massimo del diagramma coincida con la direzione dell'onda in arrivo sono date dalla prima e dall'ultima delle [4] e dalla [10]; basta quindi una diminuzione di l nella misura di circa il 74 %, rispetto al valore ottimo, per ottenere lo scopo. Nella fig. 3 si ha un esempio di diagrammi direttivi ottenuti col metodo testè spiegato, sempre per $\Delta = 17°,5$.

Quando alcune delle dimensioni calcolate non possono essere esattamente attuate per circostanze di fatto, ciò importa naturalmente una minore efficacia dell'antenna. Il danno può tuttavia essere ridotto, variando opportunamente anche le altre dimensioni del sistema. Occorre perciò spesso nella pratica ricercare il migliore compromesso, tenendo conto delle dimensioni ottime e delle limitazioni imposte. In tal caso è in genere conveniente eseguire il progetto col metodo testè indicato, in modo che il massimo del diagramma coincida con la direzione dì arrivo dell'onda.

Se, ad esempio, l'altezza non può essere maggiore di un certo valore H, sostituendo l'ultima delle [4] nella [5] si ha:

$$[11] \qquad \frac{H}{\tan\left(\frac{2\pi H}{\lambda}\,\text{sen}\,\Delta\right)} = \frac{\lambda}{2\pi\,\text{sen}\,\Delta} - \frac{l\,\text{sen}\,\Delta}{\tan\left(\frac{\pi l}{\lambda}\,\text{sen}^2\Delta\right)},$$

la quale, per determinati valori di H e di Δ, dà la opportuna lunghezza l del lato.

Nella fig. 4 sono rappresentati i diagrammi direttivi ottenuti in questo caso per il solito angolo $\Delta = 17°,5$. Il confronto con quelli della fig. 3 mostra la lieve diminuzione del massimo, risultante per la limitazione di H e per l'aumento di l.

Analogamente, se è necessario limitare la lunghezza l del lato, può ricercarsi il nuovo valore di Φ che compensa in parte la perdita a ciò dovuta, e pure in modo simile, quando H ed l sono ambedue limitate, si ricerca il valore ottimo di Φ da impiegare.

I calcoli sopra riportati sono basati sulle seguenti ipotesi:

1) che l'attenuazione nei fili sia trascurabile,

2) che gli accoppiamenti parassiti fra i vari elementi siano trascurabili,

3) che la variazione della forza elettromotrice agente, al cambiare delle dimensioni, sia rilevante in confronto con la variazione della resistenza di radiazione.

L'attendibilità di queste ipotesi è stata confermata per mezzo di esperienze pratiche eseguite con onde di circa 4 m, ciò che ha permesso di operare con un'antenna di dimensioni abbastanza piccole per poterla ruotare in ogni direzione, rispetto alla direzione dell'onda in arrivo. I diagrammi direttivi ottenuti sperimentalmente coincidono in modo soddisfacente con quelli previsti dal calcolo. Anche altre prove, eseguite con antenne di maggiori dimensioni, hanno fornito risultati pratici in stretto accordo con la teoria.

Come si vede nella fig. 1, l'estremità dell'antenna opposta al

ricevitore è chiusa sull'impedenza caratteristica, allo scopo di impedire riflessioni.

La regolazione di tale valore di impedenza è un po' difficile. Dopo aver scartato altri metodi, si sono ottenuti buoni risultati misurando, con un metodo di sostituzione, l'impedenza all'entrata dell'antenna al variare della frequenza entro i limiti della gamma richiesta, e ritoccando la resistenza terminale fino ad ottenere un valore costante entro la gamma di utilizzazione dell'antenna stessa.

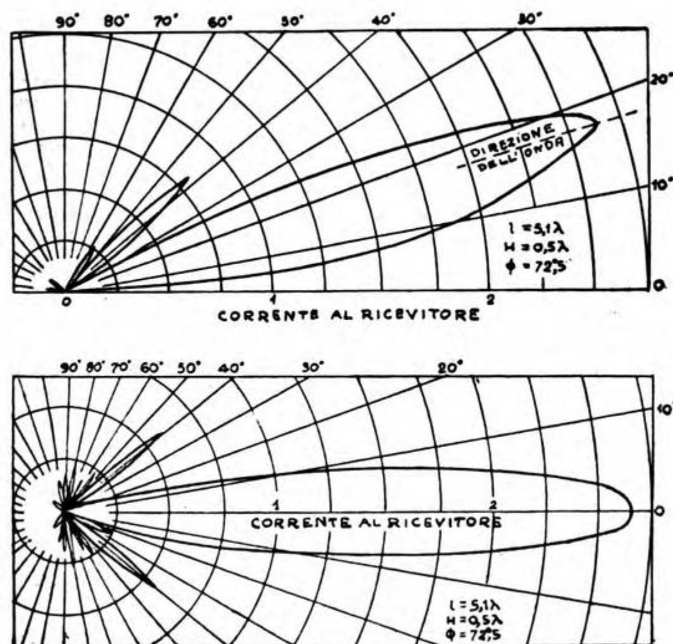


Fig. 4. — Diagrammi di ricezione nel piano verticale e nel piano orizzontale, con altezza limitata.

Lo schema impiegato per la misura dell'impedenza è riportato in fig. 5. In esso, i condensatori C_1 servono per regolare il grado di accoppiamento, pur mantenendo un accurato equilibramento del complesso verso terra. Le C_3 sono grandi capacità di blocco, aggiunte al circuito per permettere la misura della resistenza variabile di confronto senza sconnetterla dal circuito; questa resistenza è, in genere, di grafite. La misura consiste nel sostituire all'antenna una resistenza di valore tale che dia la stessa deviazione dello strumento a coppia termoelettrica. Le eventuali componenti reattive vengono compensate regolando C_2.

Come resistenza terminale, è bene usare una resistenza distribuita sopra un breve tratto dei lati convergenti al vertice dell'an-

tenna, poichè usando invece una resistenza concentrata si hanno dannosi effetti di capacità parassita.

Per il collegamento dell'antenna al ricevitore si è usato un alimentatore a tubi concentrici, con rapporto ottimo di 3,6 fra il diametro interno del tubo esterno e il diametro esterno del tubo interno. Tale alimentatore ha un'impedenza caratteristica di circa 77 Ω; poichè una normale antenna rombica per servizio commerciale presenta una impedenza terminale complessiva, equilibrata verso terra, di circa 800 Ω, il problema che si presenta è quello di tra-

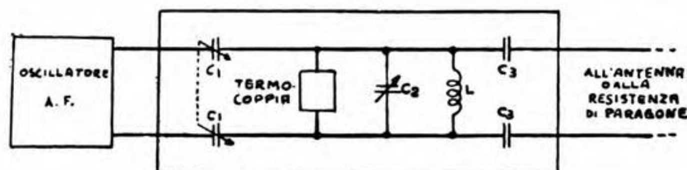


Fig. 5. — Schema di circuito per la determinazione dell'impedenza terminale.

sformare una resistenza equilibrata di circa 800 Ω in una resistenza non equilibrata di circa 80 Ω, senza sensibili perdite su tutte le frequenze di lavoro dell'antenna.

Una gamma di frequenza abbastanza vasta si è ottenuta mediante accoppiamento assai stretto; il bilanciamento si è attuato disponendo simmetricamente due avvolgimenti primari in serie intorno a due avvolgimenti secondari in parallelo fra loro. Una più vasta gamma di frequenza di servizio può essere ottenuta con altri sistemi.

Seguendo i principi e i metodi sopra esposti, sono state costruite numerose antenne del tipo descritto, capaci di funzionare su di un solo o su parecchi circuiti simultaneamente, con gamme di frequenze nel rapporto da 4 a 1. *F. G.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

W. Wild — **Colpi acustici nelle linee telefoniche aeree e dispositivi per evitarli.** (Siemens Z. S., novembre 1934, XIV, 11, pag. 379-383, con 7 fig.).

Le linee telefoniche aeree sono protette dalle sovratensioni mediante scaricatori, in aria od in gas rarefatto, inseriti in derivazione tra ciascun filo e la terra. Le sovratensioni verso terra risultano in generale uguali per entrambi i fili e ne consegue una differenza di potenziale nulla ai morsetti del ricevitore. Ma se l'innesco degli scaricatori non è simultaneo, e se la legge di scarica non è identica in entrambi, tutta la sovratensione (che può ascendere a parecchie centinaia di volt) viene per un certo tempo ad essere applicata al ricevitore e produce in esso un violento colpo acustico: questo pro-

cura notevole fastidio a chi lo oda, e può anche causare disturbi di tipo nervoso alle operatrici più di frequente soggette al fenomeno. Colpi acustici ugualmente forti possono altresì essere prodotti, indipendentemente dal funzionamento degli scaricatori, da sovratensioni non simmetriche; onde i dispositivi ideati ad eliminare tali perturbazioni consistono, per lo più, in circuiti a caratteristica non lineare, inseriti in parallelo al ricevitore, che presentano una resistenza molto alta per le ordinarie tensioni di parola ed una resistenza molto piccola per le tensioni più elevate.

Il Küpfmüller ha consigliato di trarre partito dalle note proprietà delle lampade a luminescenza, nel protettore schematizzato in fig. 1. Esso è costituito da un trasformatore a tre avvolgimenti

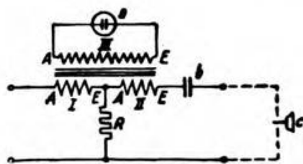


Fig. 1. — Schema del dispositivo di protezione.

(di rapporti 1 :1 :100) : il primo, I, collegato alla linea; il secondo, II, al ricevitore *c*; il terzo, III, alla lampada *a*. Le tensioni di parola agenti in I generano in III una tensione inferiore a quella di innesco della lampada; il dispositivo si comporta per esse come un ordinario trasformatore di rapporto unitario. Se invece le tensioni in I superano 2 V, la lampada si innesca ed impedisce un ulteriore aumento della tensione in III. La tensione in II, agente sul ricevitore, risulta uguale a quella di innesco della lampada diminuita secondo il rapporto di trasformazione corrispondente. In verità, oltre a tale tensione, risultano agenti in II anche la tensione corrispondente alla caduta ohmica in III e quella relativa ai flussi dispersi; ma tali tensioni residue possono essere ben compensate facendo *R* diversa da zero.

L'apparato è proporzionato in modo che, inserito nei tipi normali di circuito, introduca in essi la minima possibile attenuazione supplementare, inferiore, in ogni caso, a 0,1 neper tra 300 e 3000 Hz. Il condensatore *b* serve a sfruttare gli effetti di risonanza per ottenere un favorevole andamento dell'attenuazione supplementare con la frequenza.

L'attenuazione del colpo acustico che si può raggiungere con tale apparato è dell'ordine di 4 o 5 neper, rispettivamente per linee protette mediante scaricatori con innesco a 350 od a 1200 V; essa è lievemente superiore a quella ottenuta da protettori a raddrizzatore e lievemente inferiore a quella data da scaricatori a sfere; i quali però richiedono una manutenzione che è del tutto superflua per il dispositivo descritto. *E. Cr.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

H. E. HOLLMANN e W. BAUCH — **L'effetto magnetico Barkhausen e gli ultrasuoni.** (Naturwissenschaften, 11 gennaio 1935, XXIII, 2, pag. 35, con 2 fig.).

È noto come si possa modificare la struttura magnetica di un corpo ferromagnetico per mezzo di variazioni del suo reticolo cristallino, ottenute con sollecitazioni meccaniche o termiche. Un metodo assai sensibile per rendere visibili variazioni di struttura anche molto piccole si attua mediante l'effetto Barkhausen: il quale consiste in uno spontaneo rovesciamento dei magnetini elementari, che si produce

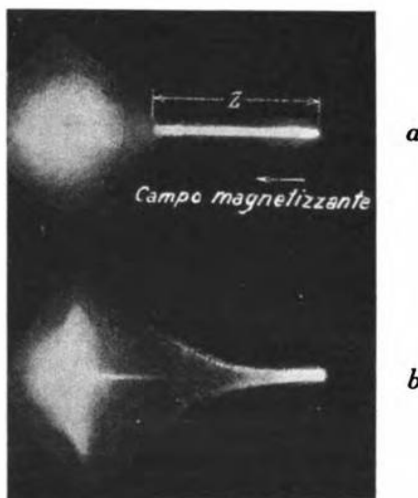


Fig. 1. — Effetto Barkhausen in una barretta di nichel entro un campo ultrasonoro.

quando il campo di eccitazione ha superato il valore corrispondente alla forza coercitiva.

Per rendere facilmente osservabili queste variazioni di struttura provocate da deformazioni meccaniche, occorre agire con forze acceleranti molto notevoli e ad azione costante nel tempo. Entrambe queste condizioni vengono egregiamente soddisfatte sollecitando il corpo in esame con ultrasuoni.

Si è studiata la manifestazione dell'effetto Barkhausen in una barretta di nichel, entro la quale si aveva una contemporanea propagazione di onde ultrasonore: per mezzo di un tubo di Braun si è registrato il modo di variare dell'induzione magnetica nella barretta (ordinate dell'oscillogramma) in funzione dell'intensità del campo magnetizzante (ascisse). Mentre in una barretta non sottoposta ad ultrasuoni l'effetto Barkhausen si manifesta bruscamente quando

l'intensità del campo magnetico ha raggiunto un determinato valore (fig. 1 *a*), la presenza di ultrasuoni produce un così profondo scompaginamento del reticolo cristallino da provocare la comparsa dell'effetto fin per i più piccoli valori di magnetizzazione (fig. 1 *b*): la zona morta di Barkhausen (indicata con *Z* nella fig. 1 *a*) scompare del tutto.

Manifestazioni simili si verificano anche nel caso di magnetizzazione rotante. Naturalmente fenomeni siffatti non dipendono soltanto dalle caratteristiche del materiale ferromagnetico, ma anche dalla intensità e dalla frequenza del campo ultrasonoro.

È probabile che anche nell'effetto elettrico Barkhausen si manifesti un'azione analoga degli ultrasuoni. *An. Gi.*

FISICA GENERALE.

A. Gemelli e G. Pastori — **La durata minima delle vocali sufficiente alla loro percezione.** (Archivio di Fisiologia, 1934, XXXIII, 3, pag. 440-452, con 2 fig., 4 tav. e 4 tab.).

La percezione dei fonemi elementari che concorrono a costituire la parola parlata è legata all'esistenza di elementi caratteristici, che, a parità di altezza tonale, d'intensità di suono, di timbro di voce, permettono di distinguere ciascun fonema da ogni altro. Un'alterazione dei suoni del liguaggio, causata da lontananza, da interferenze, da imperfetta trasmissione telefonica e così via, può impedire la percezione di moltissimi fonemi, mentre lascia sussistere quella del suono della voce; quando il numero di fonemi alterati ha raggiunto un certo limite, si formano nel linguaggio di chi parla tali lacune, che il potere integrativo di chi ascolta non basta a colmare, ed avviene che si possa benissimo riconoscere la persona che parla, che si percepiscano il tono e l'intensità con i quali essa parla, che si giunga anche ad afferrare alcuni dei fonemi emessi, mentre moltissimi altri non sono più percepiti; e le parole diventano incomprensibili.

La percezione del fonema come tale ha cioè un suo comportamento, indipendente dalla percezione del suono della voce: anche per esso deve esistere un minimo di durata che ne permetta la percezione; ci si è proposti di verificare se tale durata dipenda o no dall'altezza del tono di voce ossia dalla frequenza delle vibrazioni acustiche corrispondenti al tono fondamentale [1].

Si è applicato il metodo elettroacustico allo studio dei fonemi, fra i quali in questo lavoro si considerano le vocali. Rilevati gli oscillogrammi di intere parole, si può misurare il tempo relativo alle vocali, contare il numero dei cicli, riconoscere l'inizio e la fine dei fonemi, l'influenza reciproca dei fonemi vicini, e via di seguito.

Confrontando l'oscillogramma della vocale nella parola con quello della vocale pura corrispondente [2], si nota che il primo è ben

(1) A. F., 1934, III, p. 626.
(2) A. F., 1933, II, p. 123.

lungi dal possedere la stessa uniformità del secondo; tuttavia, tra i cicli che lo compongono, se ne trovano alcuni, per lo più nella parte centrale, detti « cicli tipici », di forma e struttura perfettamente analoghe a quelle delle vocali isolate; gli altri, che li precedono e li seguono (e talvolta si intercalano fra di essi), che hanno la stessa frequenza, e che ne ricordano ma non ne riproducono fedelmente la struttura, sono detti « cicli atipici ».

Lo studio approfondito dell'argomento, fatto utilizzando soggetti con tono fondamentale di voce diverso, permette di concludere che i soggetti che parlano abitualmente con un tono di voce più grave emettono i cicli di onde acustiche costituenti il fonema in numero minore rispetto ai soggetti che parlano con un tono più acuto. E siccome, per le voci più gravi, ciascun ciclo dura più a lungo, la durata media del fonema tende a rendersi indipendente dall'altezza tonale. Ma la durata minima del fonema è tanto minore, quanto più acuta è la voce che parla. La possibilità di abbreviare il fonema è dunque maggiore per le voci più acute, i cui cicli di oscillazioni hanno periodo più breve, il che sembra dimostrare che, nella percezione del fonema, il numero delle vibrazioni acustiche ha maggiore importanza della durata del loro periodo.

Ma forse risulta ancora più importante la considerazione del numero di cicli tipici per ogni vocale. In ciascuna di esse, senza eccezione, il numero dei periodi tipici è inferiore a quello dei periodi atipici; la vocale è così profondamente mutata, dal fatto che essa entra a far parte della parola come di un tutto, da perdere, per oltre la metà della sua durata, le caratteristiche proprie (quelle che la rendono riconoscibile come tale negli oscillogrammi delle vocali isolate). Il numero di questi cicli tipici può ridursi ad un minimo di due, il che si constata sia per i soggetti dalla voce più grave, sia per i soggetti dalla voce più acuta; tale minimo dunque è indipendente dalla durata del ciclo stesso, ed è sufficiente per la percezione della vocale come tale; gli altri cicli atipici servono alla percezione dell'altezza tonale, dell'intensità del suono, del timbro della voce, di quei caratteri cioè che conferiscono un certo grado di musicalità anche ai fonemi del linguaggio semplicemente parlato. *A. Br.*

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

O. M. Corbino ed E. Cambi — **Sugli effetti acustici derivanti da imperfezioni di centratura dei dischi fonografici.** (Atti R. Acc. Naz. Lincei, 3 febbraio 1935, XXI, 3, pag. 116-119).

Si nota talvolta, durante l'audizione di un disco, un mutamento ritmico dell'altezza del suono, mutamento che segue il ritmo di rotazione; questo inconveniente riesce particolarmente sgradevole quando la musica riprodotta contiene note o accordi tenuti a lungo dall'orchestra.

Escluso che il disturbo possa essere provocato da variazioni ritmiche della velocità del motore, ed eliminati i dischi difettosi per altra causa, non rimane che attribuire l'inconveniente ad un difetto di

centratura, rispetto alla spirale del solco, del foro destinato ad infilare il disco sull'asse della piattaforma girevole.

Si supponga che nel solco sia incisa una nota di altezza costante; se a causa dell'eccentricità, in un certo momento, la punta è ad una distanza dal centro che supera di 1 mm quella normale, e se la distanza dal centro in quel momento è di 100 mm, poichè la velocità angolare della piattaforma è costante, la punta incontra in un tempuscolo t un numero di ondulazioni del solco, maggiore del normale nella misura di 1 su 100; di altrettanto si eleva l'altezza del suono. (Questa variazione di altezza è naturalmente maggiore quando il raggio del solco è minore). Una variazione in senso opposto si ha quando passa sotto la punta l'estremo diametralmente opposto del disco. Ne segue la variazione ritmica.

L'osservazione di queste anormali escursioni del rilevatore elettrogrammofonico (*pick-up*) può farsi agevolmente, applicando ad esso uno specchietto nella parte che sta sull'asse di rotazione, e seguendo il movimento di un fascio di luce riflesso.

La sensibilità dell'udito alle variazioni di altezza è molto variabile; nell'accordatura di strumenti di orchestra si è potuto constatare che normalmente viene apprezzata una differenza di 2 Hz sul corista di 435 Hz, cioè di circa 1 su 200. In un punto dove il raggio della spirale sia di 60 mm, questa variazione di frequenza si avrebbe già con una eccentricità di 0,15 mm. In pratica, un errore di centratura di 0,25 mm, a cui corrisponde uno scarto massimo della punta di 0,5 mm, si è rilevato nel 75 % circa dei dischi di una collezione, in cui ogni disco era stato scelto con cura particolare.

Si è voluto anche esaminare se nei casi, come l'attuale, di un mutamento ritmico d'altezza del suono non si abbia un limite di sensibilità alle variazioni di frequenza diverso da quello già riferito, di 1 su 200. L'indagine è stata eseguita su un disco Parlophon, fabbricato a cura del « Reichspostzentralamt », che porta incise note pure e costanti per uno sviluppo di circa 50 giri ciascuna, corrispondenti ad un tempo di esecuzione di circa 40 secondi. Era possibile variare l'eccentricità. La minima escursione di frequenza (in percentuale della frequenza base) che l'orecchio può ancora percepire nettamente, è risultata leggermente decrescente con la frequenza. Come valore per frequenze comprese fra 32 e 256 Hz, tale escursione critica è risultata di 1/450; questo valore decresce fino a raggiungere il valore di 1/800 per 4096 Hz.

Assumendo per le frequenze normali delle esecuzioni musicali una sensibilità dell'orecchio di 1/450 della frequenza base, risulta come limite ammissibile dell'eccentricità del disco, che non dà luogo a questo disturbo della riproduzione anche per raggi minimi d'incisione, il valore di mm 1/15. La tolleranza è relativamente bassa, ma non dovrebbe essere impossibile raggiungerla od almeno ottenere un sensibile miglioramento nei confronti dei dischi attuali; dato che la maggior parte di questi presenta valori dell'eccentricità di qualche decimo di millimetro, e quindi nettamente superiori al predetto limite di tolleranza. *An. Gi.*

LINEE E CONDUTTURE.

H. Kaden e K. Brückersteinkuhl. — **Le perdite per dispersione nelle linee aeree ricoperte da ghiaccio.** (E. T. Z., 22 novembre 1934, LV, 47, pag. 1146-1148, con 9 fig.).

Le misure delle perdite per dispersione, effettuate sulle linee aeree in diverse condizioni atmosferiche, hanno mostrato che le

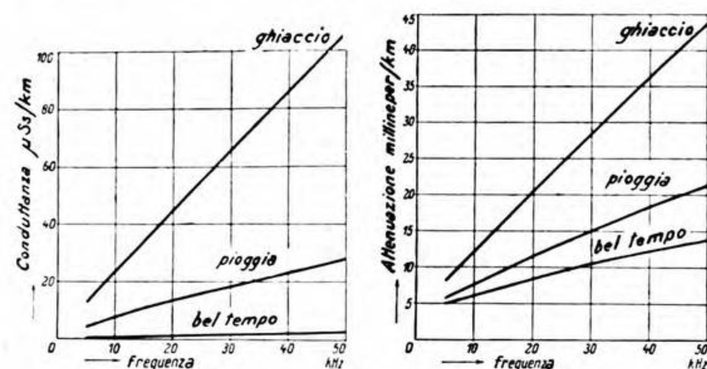


Fig. 1. — Dispersione ed attenuazione di una linea telefonica aerea in condizioni diverse di tempo (conduttori in bronzo di 3 mm di diametro, distanza fra i conduttori 200 mm).

perdite, che si hanno quando il conduttore è ricoperto da brina o da ghiaccio, sono molto maggiori di quelle che si verificano in

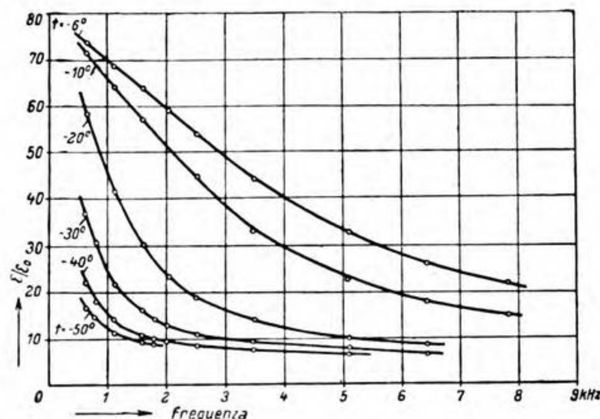


Fig. 2. — Costante dielettrica del ghiaccio (secondo Wintsch).

tempo di pioggia. Nella fig. 1 sono riprodotti i diagrammi della conduttanza di perdita e dell'attenuazione rilevate su linee aeree nella gamma di frequenze fra 5 e 50 kHz.

Questa notevole differenza non si può imputare agli isolatori soltanto, nè si può ritenere dovuta ad aumento della resistenza della conduttura; la grande resistenza specifica del ghiaccio esclude che

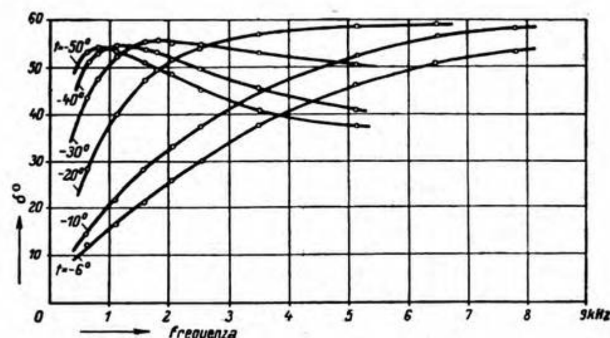


Fig. 3. — Angolo di perdita del ghiaccio (secondo Wintsch).

una percentuale notevole della corrente possa localizzarsi nello strato di ghiaccio.

L'aumento si può spiegare invece ricorrendo alla teoria molecolare dei dielettrici. Quando un dielettrico viene posto in un campo elettrico, le sue molecole, che si comportano come dipoli, si orientano; questo orientamento fa sì che, dopo un certo tempo,

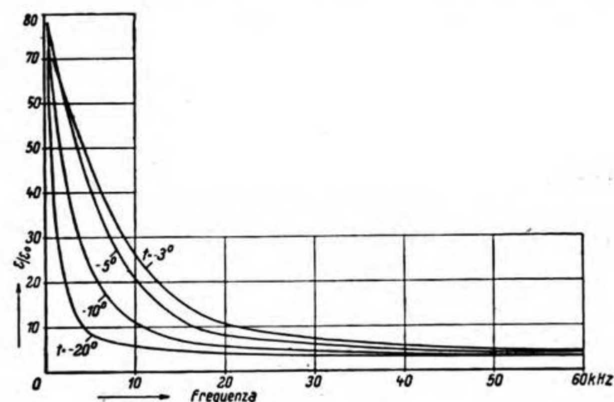


Fig. 4. — Costante dielettrica del ghiaccio (secondo Smyth e Hitchcock).

ogni elemento di volume venga ad avere un momento elettrico dipendente dall'intensità del campo e dalla temperatura. L'alto valore statico raggiunto dalla costante dielettrica dipende da questo momento. Quando, anzichè di un campo costante, si fa uso di un campo alternativo, le molecole non hanno, in generale, tempo di

orientarsi fino a raggiungere il valore di saturazione; per frequenze molto alte non si produce alcun orientamento; ne segue la diminuzione della costante dielettrica al crescere della frequenza.

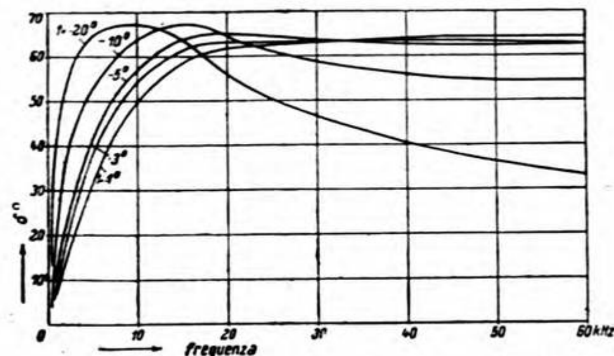


Fig. 5. — Angolo di perdita del ghiaccio (secondo Smyth e Hitchcock).

L'orientamento delle molecole avviene in misura dipendente dall'attrito interno: se questo è piccolo, i dipoli seguono le varia-

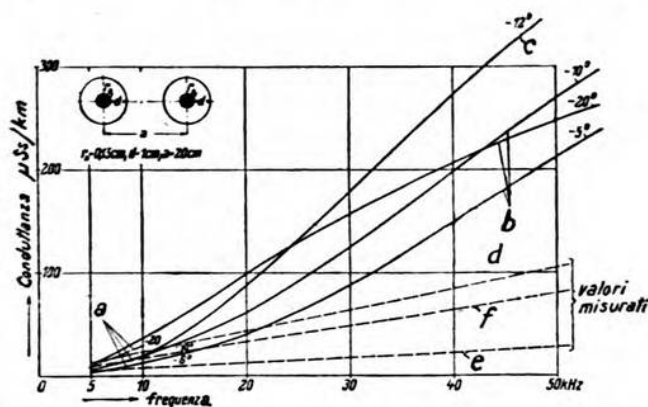


Fig. 6. — Dispersione di un doppino per diversi valori della frequenza.

a - conduttanza calcolata con i dati di Wintsch
b - » » » » » » Smyth e Hitchcock
c - » » » » » » Granier
d - » misurata con ghiaccio
e - » » con pioggia
f - differenza fra le conduttanze misurate con ghiaccio e con pioggia.

zioni del campo di eccitazione anche per frequenze relativamente elevate; se è grande, già per frequenze moderate non si ha più orientamento. In conseguenza le perdite per attrito sono piccole a

valori tanto elevati della frequenza che per essi non si verifichi l'orientamento dei dipoli; sono d'altra parte nulle in campi statici.

L'acqua ha, fino ad una frequenza di $100 \cdot 10^6$ Hz, una costante dielettrica di valore invariabile ed uguale al valore statico. Si spiega come non si abbia un'anormale dispersione nei conduttori ricoperti da uno strato di acqua.

La teoria della dispersione anomala per i gas ed i fluidi è stata estesa, da Debye, con opportune riserve, anche ai corpi solidi. Un corpo solido quale il ghiaccio deve essere considerato come un fluido a grande attrito interno; è quindi prevedibile che già per frequenze abbastanza basse vi si abbia una notevole diminuzione della costante dielettrica.

Le ricerche sperimentali confermano tale ipotesi; nelle fig. 2 e 3 sono riprodotti i diagrammi della costante dielettrica (riferita a quella del vuoto) e dell'angolo di perdita (espresso in gradi) secondo Wintsch per frequenze fino a 8 kHz, e nelle fig. 4 e 5 gli analoghi grafici di Smyth e Hitchcock per frequenze fra 0,3 e 60 kHz. Oltre quest'ultimo valore di frequenza sono state fatte due determinazioni sperimentali da Granier, il quale ha trovato:

$$\text{a } 260 \text{ kHz} \qquad \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = 2{,}05 \qquad \delta = 18^\circ$$

$$\text{a } 6700 \text{ kHz} \qquad \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = 2{,}05 \qquad \delta = 0^\circ{,}67 .$$

Le perdite per dispersione provocate dal manicotto di ghiaccio possono ricavarsi per un doppino, calcolando la conduttanza con la formula:

$$G = \frac{\pi\,\omega\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\right)\varepsilon_0 \tan\delta \cdot \log_e \frac{r_0 + d}{r_0}}{\left(\log_e \frac{r_0 + d}{r_0} + \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\log_e \frac{a}{r_0 + d}\right)^2 + \left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}\tan\delta \log_e \frac{a}{r_0 + d}\right)^2} ,$$

dove con r_0 si indica il raggio del conduttore, con d lo spessore dello strato di ghiaccio e con a la distanza fra gli assi dei conduttori.

Nella fig. 6 sono riprodotti i diagrammi di valori misurati e di valori teorici. Non si può ottenere una più precisa concordanza numerica, perchè i valori della costante dielettrica sono stati ricavati da misure effettuate su ghiaccio puro mentre il manicotto di ghiaccio, che si forma in esercizio, contiene impurità; inoltre per il calcolo si è supposto che il conduttore fosse ricoperto da uno strato compatto di ghiaccio, ciò che non si verifica. Si ha invece la formazione di uno strato incoerente, misto di ghiaccio ed aria, sì che la costante dielettrica della mescolanza dipende anche dalla costante dielettrica dell'aria.

Si ottengono per via analitica valori della dispersione meglio

concordanti con quelli misurati, supponendo che il manicotto sia composto per metà di ghiaccio e per metà di aria (nella fig. 7 la curva *a* è quella dei valori misurati, la *b* quella dei valori risultanti

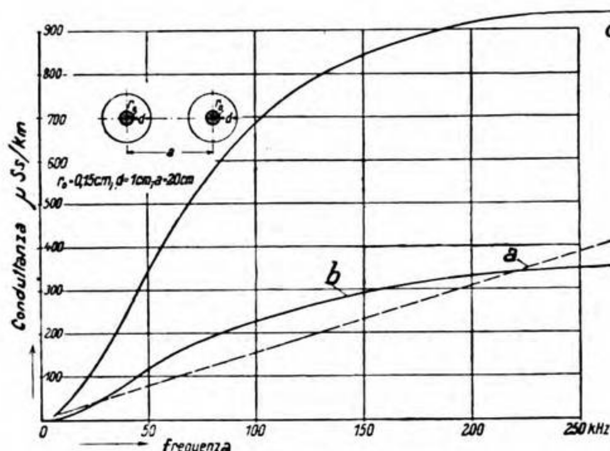


Fig. 7. — Dispersione (valori corretti) di un doppino per alte frequenze.

dal calcolo corretto, la *c* quella dei valori ottenuti assumendo per la costante dielettrica del manicotto formato da solo ghiaccio i dati sperimentali di Granier). *An. Gi.*

H. Jordan e W. Wolff — **Pupinizzazione dei circuiti virtuali delle bicoppie a stella.** (E. F. D., 25 aprile 1935, 39, pag. 85-93, con 7 fig.).

È opinione comune che i circuiti virtuali dei cavi con quaterne a stella non siano utilizzabili per telefonia, tanto meno quindi per telefonia a grande distanza con pupinizzazione; anzi, fino a non molto tempo fa, nemmeno i circuiti reali venivano pupinizzati e usati per telefonia a grande distanza. Nel presente articolo si espongono alcune considerazioni generali sulla pupinizzazione dei circuiti virtuali delle quaterne a stella in confronto a quella delle bicoppie normali (dette D M) e viene descritto il primo cavo a stella con circuiti virtuali pupinizzati.

È noto che, quando si cominciarono ad usare i circuiti virtuali (nelle bicoppie normali), si pose come condizione che questi fossero equivalenti ai circuiti reali, nel senso di avere uguale attenuazione. Le altre caratteristiche non poterono e non possono però essere rese eguali. La miglior possibile coincidenza si otterrebbe con una bicoppia nella quale il rapporto fra la capacità del circuito virtuale e quella del circuito reale fosse eguale a 2. Tale bicoppia potrebbe in-

fatti essere pupinizzata in modo che attenuazione e frequenza limite fossero eguali per i due tipi di circuiti (l'impedenza caratteristica del circuito virtuale risulterebbe però eguale alla metà di quella del circuito reale).

Con un rapporto minore di 2, il circuito virtuale presenta invece, a parità di attenuazione, una frequenza limite più alta, e a parità di frequenza limite, un'attenuazione più bassa; è dunque in ogni caso in condizioni più favorevoli che il circuito reale. È questo il caso della bicoppia normale DM, che ha un rapporto 1,6. Al contrario, nella quaterna a stella, che ha un rapporto fra la capacità virtuale e quella reale eguale a circa 2,75, il circuito virtuale è in condizioni più sfavorevoli del reale.

Quando, dieci anni fa, venne proposto di pupinizzare i cavi a stella, si pose come condizione che i circuiti reali delle quaterne a stella avessero la stessa attenuazione e la stessa frequenza limite dei circuiti reali delle bicoppie DM. Se ora si impone che anche il circuito virtuale della bicoppia a stella abbia la stessa attenuazione, ne risulta una frequenza limite più bassa, che è inammissibile. Per altro, un confronto fatto in questo modo non è giusto, perchè a parità di attenuazione la quaterna a stella occupa meno spazio della bicoppia normale; il confronto quindi dovrebbe essere fatto a parità di spazio per bicoppia, e quindi di costo dei cavi, oppure a parità di caratteristiche telefoniche, ma tenendo conto del minor costo dei cavi a stella.

TABELLA I.

Confronto tra bicoppia normale e quaterna a stella.

Tipo di bicoppia / Spazio per bicoppia in %	(1) normale 100%		(2) a stella 100%		(3) a stella 70%	
Circuito	reale	virtuale	reale	virtuale	reale	virtuale
Sezione di pupinizzazione.. km	2	2	2	2	2	2
Carica L_s .... mH	190	70	155	85	190	70
Capacità del cavo ....mμF/km	35,5	57,5	29,5	81,5	35,5	98
Impedenza caratteristica Z_0.. Ω	1630	785	1630	725	1630	600
Frequenza limite f_0 ....Hz	2700	3400	3300	2700	2700	2700
Attenuazione ....neper/km	0,009	0,009	0,009	0,009	0,009	0,012

Questi due modi di confronto sono esposti nella tabella I, relativa a cavi con conduttori di 1,4 mm. Il confronto dei casi (1) e (2) ha interesse puramente teorico; praticamente ha importanza solo il confronto di (1) con (3), perchè i cavi a stella si costruiscono con spazi per coppia ridotti rispetto ai normali. Nel caso (3) si sono fatte eguali le frequenze limiti e ne risulta allora per il circuito virtuale un'attenuazione più alta che per il circuito reale (attenuazione che nel caso di conduttori di 1,4 mm è eguale a quella che si avrebbe in un circuito reale con fili di 1,2 mm; e nel caso di fili di 0,9 mm,

eguale a quella di un circuito reale con fili di 0,8 mm). Per questa ragione i circuiti virtuali dei cavi a stella non vennero finora mai utilizzati per telefonia; ed è noto che, invece, traendo partito del minor spazio per coppia che presentano questi cavi, si è ottenuta la parità di numero di circuiti, a parità di costo, in confronto dei cavi normali, mediante l'aumento del numero delle quaterne, cioè dei circuiti reali.

La più elevata attenuazione, a parità di frequenza limite, non costituisce una condizione proibitiva per l'impiego dei circuiti virtuali del cavo a stella. Infatti, se nel caso delle linee telefoniche per traffico pubblico a grande distanza è bene non allontanarsi dalle norme già da tempo universalmente adottate, nel caso invece di linee di servizio private (per ferrovie, linee ad alta tensione, e così via) non è necessario attenersi strettamente a tali norme ed è anzi spesso conveniente allontanarsene, perchè si tratta di linee non lunghissime e con le quali non occorre mantenersi, per diverse ragioni, entro il limite di attenuazione di 1,3 neper. In questi casi il cavo a stella permette di attuare, con la pupinizzazione dei circuiti virtuali, molti circuiti telefonici che altrimenti sarebbero del tutto perduti.

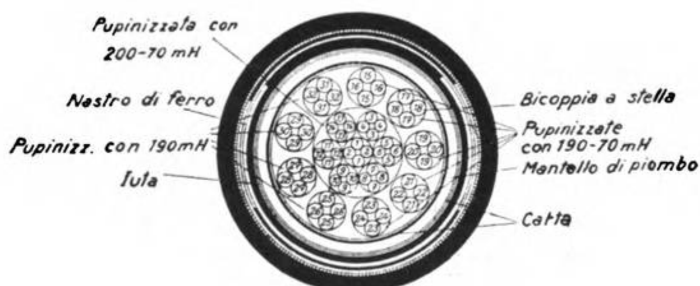


Fig. 1. — Sezione del cavo.

Bisogna notare che l'utilizzazione dei circuiti virtuali nel cavo a stella è possibile solo in seguito ai perfezionamenti raggiunti recentemente nella costruzione di tale tipo di cavo, specialmente per quanto riguarda la riduzione al minimo degli sbilanciamenti di capacità che producono la diafonia fra il circuito virtuale e ciascuno dei circuiti reali di una data quaterna. Attualmente infatti si riesce a costruire cavi a stella che non richiedono, in via normale, alcun complicato e costoso mezzo di bilanciamento dopo la posa (aggiunta di condensatori, incroci delle coppie e delle bicoppie nei giunti).

Il primo cavo a stella con circuiti virtuali pupinizzati (fig. 1) è stato costruito dall'A. E. G. per la « Deutsche Reichsbahn Gesellschaft », per il servizio di una linea ferroviaria lunga 14,6 km, ed è stato posato in serie con un altro lungo cavo. Esso è composto di 7 quaterne a stella con fili di 0,9 mm, più 9 quaterne a stella con fili di 1,4 mm; è protetto da un tubo di piombo e armato con tre strati di nastri di ferro speciale per protezione, non solo contro i

danni meccanici, ma anche contro i disturbi elettromagnetici. Le principali caratteristiche elettriche e di trasmissione sono esposte nella tabella II. Soltanto una quaterna da 0,9 mm è pupinizzata (con 200-70 mH); delle 9 quaterne da 1,4 mm, 5 sono pupinizzate tanto nel circuito reale quanto nel virtuale (con 190-70 mH), le altre 4 sono pupinizzate solo nel reale (con 190 mH).

TABELLA II.

Caratteristiche telefoniche di un cavo con quaterne a stella pupinizzate.

Diametro del conduttore .. mm	1,4		0,9	
Circuito	reale	virtuale	reale	virtuale
Sezione di pupinizzazione. km	2,014	2,014	2,014	2,014
Capacità del cavo (media misurata) .... mμF/km	35,5	98,0	34,0	93,5
Autoinduzione del cavo (media misurata) ...... mH/km	0,75	0,3	0,75	0,3
Autoinduzione della bobina mH	190	70	200	70
Resistenza del cavo a corrente continua......... Ω/km	22,5	11,25	53,5	26,8
Conduttanza del cavo:				
a 800 Hz .... μSs/km	0,8	2,1	0,8	2,1
a 2000 Hz .... μSs/km	2,6	6,8	2,6	6,7
Frequenza limite (calcolata) Hz	2710	2700	2700	2770
Impedenza caratteristica (calcolata) .... Ω	1625	600	1705	612
Attenuazione a 830 Hz:				
(misurata)........ millineper/km	8,4	10,9	16,7	25,8
(garantita) .... millineper/km	10	14	20	28
Attenuazione a 1960-2000 Hz:				
(misurata)........ millineper/km	11,8	14,2	19,8	28,3

Come si vede, l'attenuazione dei circuiti virtuali è del 20-30 % più elevata di quella dei circuiti reali nel caso dei conduttori di 1,4 mm, e del 43-53 % nel caso dei conduttori di 0,9 mm. Tali valori non sono pregiudizievoli a un buon servizio (almeno nel primo caso).

Circa l'impedenza caratteristica è da notare che si sono ottenute deviazioni assai piccole (2-3 %) rispetto alla curva media, ciò che renderebbe possibile spingere l'amplificazione più che nel caso dei cavi a bicoppie normali, senza pericolo di fischio.

Per la diafonia erano prescritti valori di attenuazione superiori a 8,5 neper fra circuiti separati (reale-reale, e via dicendo) ed a 8,0 neper fra circuiti sovrapposti (reale-virtuale di una medesima quaterna), ma furono ottenuti valori in generale superiori a 10 neper e, solo in qualche punto, di poco inferiori a 9 neper. Valori così buoni si attuarono senza speciali provvedimenti di bilanciamento, bensì con semplici giunzioni a caso (solo per gli sbilanciamenti reale-virtuale vennero eseguite le giunzioni delle coppie in un ordine prestabilito). Ciò è dovuto al fatto che il cavo presentava valori molto bassi di sbilanciamento, come mostra la fig. 2. In-

fatti lo sbilanciamento k_1 (reale-reale), per il quale era prescritto un valore medio di 70 $\mu\mu$F ed un massimo di 170 $\mu\mu$F, presentava un valore medio di 12 $\mu\mu$F ed un massimo di 40 $\mu\mu$F; gli sbilancia-

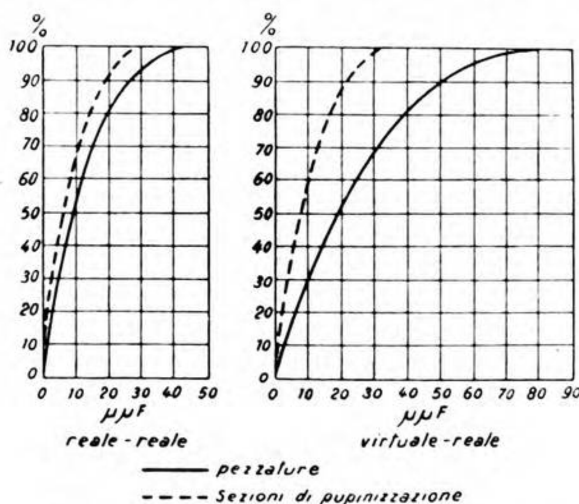


Fig. 2. — Curve di distribuzione degli sbilanciamenti nelle pezzature e nelle sezioni di pupinizzazione. (Le ordinate rappresentano le percentuali di circuiti, nelle pezzature o nelle sezioni di pupinizzazione, che hanno sbilanciamenti inferiori a dati valori, indicati sulle corrispondenti ascisse. L'aumento delle percentuali che si nota passando dalle pezzature alle sezioni di pupinizzazione è dovuto alla riduzione degli sbilanciamenti prodotta dalle giunzioni).

menti k_2 e k_3 (virtuale-reale), per i quali non c'erano prescrizioni, presentavano in media un valore di 25 $\mu\mu$F e al massimo di 90 $\mu\mu$F. Anche gli altri sbilanciamenti erano molto bassi. *F. Ma.*

MISURE.

E. Meyer e L. Keidel — **Voltmetro elettronico a indicazione logaritmica e sue applicazioni in acustica.** (E.N.T., febbraio 1935, XII, 2, pag. 37-46, con 12 fig.).

In numerose ricerche, particolarmente di elettroacustica, è utile disporre di uno strumento la cui indicazione risulti proporzionale al logaritmo della tensione applicata ai morsetti. Sono stati già costruiti voltmetri elettronici con attenuatore comandato da un servomotore, o a regolazione automatica della tensione di entrata mediante tubo a caratteristica esponenziale.

Il nuovo voltmetro logaritmico è schematizzato in fig. 1. Esso consta di un voltmetro amplificatore V la cui tensione di uscita è raddrizzata e applicata a un apparecchio a indice mobile; quest'ultimo agisce su un particolare reostato R a caratteristica esponen-

ziale, il quale attenua la tensione di entrata secondo una legge determinata in modo che la lettura ad un apparecchio a corrente continua, nel circuito percorso dalla corrente raddrizzata di uscita, dia indicazione proporzionale al logaritmo della tensione di en-

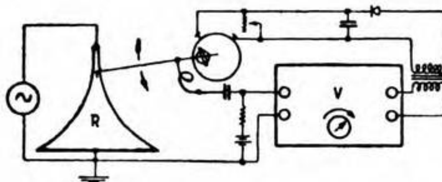


Fig. 1. — Schema del voltmetro logaritmico.

trata. La resistenza regolabile di entrata è a liquido, e questo è contenuto in un recipiente opportunamente sagomato, la cui pianta è riprodotta in figura.

Il campo di misura è di 60 decibel, e precisamente per tensioni di entrata comprese fra 0,01 e 10 volt; la velocità di indicazione è di 600 decibel/sec. L'apparecchio trova applicazione in numerose ricerche di acustica: rilievo di curve di altoparlanti, determinazioni di isolamento e di tempo di riverberazione. *G. Sac.*

E. L. Hall, V. E. Heaton ed E. G. Lapham — **Il campione primario nazionale di radiofrequenza.** (J. Research N. B. S., febbraio 1935, XIV, 2, pag. 85-98, con 10 fig.).

Come è noto, il « Bureau of Standards » da tempo si occupa con assiduità dell'attuazione di campioni di radiofrequenza sempre più progrediti; quello ora descritto rappresenta l'ultimo risultato ed è molto interessante benchè non definitivo: esso va inteso soprattutto come punto di partenza per ulteriori progressi.

Caratteristica assai importante dell'attuale campione, che è di tipo piezoelettrico, è quella di comprendere più oscillatori a quarzo, cinque in tutto, controllantisi a vicenda in maniera continua, i quali possono essere suddivisi in due gruppi.

Il gruppo *A* comprende tre piezooscillatori funzionanti su frequenze vicinissime a 100 kHz, due dei quali, che possiamo chiamare primari, azionano in modo continuo, attraverso due stadi di demoltiplicazione statica ed un motorino sincrono di 1000 kHz, un normale meccanismo di orologeria. A mezzo di un cronografo la loro frequenza viene periodicamente e regolarmente controllata mediante i segnali orari radiotelegrafici. Il terzo oscillatore del gruppo è semplicemente adibito a compito di controllo mediante il sistema dei battimenti.

Tutti i piezooscillatori del gruppo *A* sono stati allestiti nei « Bell Telephone Laboratories » e rispondono alla descrizione datane dal Marrison nel 1929. La piastrina di quarzo, di forma toroidale, è fissata al supporto per mezzo di un asse che si infila nel vano interno; le piastre metalliche sono tenute separate dalle superficie del quarzo

mediante un sottile strato d'aria. Il complesso è sottoposto ad una pressione costante di circa 5 cm di mercurio, e ad una temperatura anch'essa costante stabilizzata a meno di 0°,01 con fluttuazioni periodiche inferiori a 0°,001. Poichè il coefficiente di temperatura è di circa una unità su un milione per grado, ogni effetto della temperatura risulta praticamente soppresso.

I due piezooscillatori del gruppo *B*, adibiti, come il terzo del gruppo *A*, a compito di controllo per mezzo dei battimenti, sono attuati in maniera differente tra loro e rispetto al campione Marrison, e ciò allo scopo manifesto di ottenere una diversità di comportamento rispetto alle variazioni di frequenza accidentali, in modo che esse risultino possibilmente localizzabili e valutabili. Nel primo dei due piezooscillatori, mantenuto, come quelli del gruppo *A*, in oscillazione con il circuito Pierce, ed avente tuttora la frequenza di circa 100 kHz, la piastrina è di tipo circolare pieno, sostenuta me-

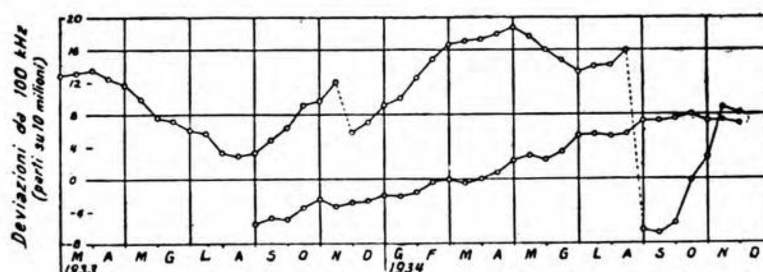


Fig. 1. — Diagramma dei valori assoluti di frequenza dei due oscillatori principali.

diante tre viti poggianti entro una scanalatura a V, praticata lungo la superficie circolare esterna. Nell'altro oscillatore, che fornisce la frequenza di 100 kHz non direttamente, ma dopo una demoltiplicazione a metà, la piastrina, vibrante nel senso dello spessore, è ricavata da un disco circolare dove una profonda e larga scanalatura toroidale, praticata su ambo le facce tra il centro e la periferia, conferisce alla piastrina stessa la foggia di una ruota. L'assottigliamento così prodotto permette di fissare la piastrina al supporto mediante un pernio passante per l'asse, praticamente sottratto alla vibrazione.

Le piastrine di quarzo di ambedue i piezooscillatori del gruppo *B* hanno coefficienti di temperatura dell'ordine di una unità su un milione, e sono in ambiente a temperatura costante. Solo il primo oscillatore è mantenuto a pressione costante, eguale a circa metà della pressione atmosferica.

Mentre i tre piezooscillatori tipo Marrison ed il primo oscillatore del gruppo *B* utilizzano lo schema di oscillazione del Pierce, l'ultimo piezooscillatore descritto è mantenuto in oscillazione mediante lo schema proposto dal Terry, sprovvisto di circuito accordato.

La misura assoluta della frequenza dei due oscillatori primari

viene eseguita mediante registrazioni giornaliere con un cronografo, che fornisce una divisione del tempo a meno di qualche millesimo di secondo. La registrazione può durare un minuto e mezzo, ed ogni differenza di tempo viene ottenuta in base a più rilievi. Effettuando la media di una serie di rilievi giornalieri, il confronto della frequenza con i segnali orari resta affetto da un massimo errore probabile di 7 unità su 100 milioni, quando si prendano i rilievi di 10 giorni dei segnali orari non corretti, e di circa 4 unità su 100 milioni, quando si prendano i rilievi di 6 giorni dei segnali orari corretti. Gli errori in questione sono dovuti non al sistema di confronto adoperato, che consentirebbe una precisione assai superiore, ma alla indeterminazione propria dei segnali di tempo medesimi.

Il confronto di cui sopra, oltre che alla determinazione assoluta della frequenza, serve manifestamente anche al rilievo della stabilità a lungo periodo dei piezooscillatori. La determinazione della stabilità a corto periodo viene invece effettuata mediante il confronto tra loro dei differenti piezooscillatori, rilevando la frequenza differenziale, generalmente compresa tra 0,1 e 0,3 Hz. È interessante osservare che il valore di tale frequenza è ottenuto per lettura diretta mediante il frequenziometro a lama vibrante a scarica di condensatore, descritto dal Case nel 1930. Il galvanometro adoperato per misurare la corrente media di carica ha un periodo di circa 60 secondi, e consente di effettuare la registrazione delle letture mediante un sistema capace di fornire sei differenti impressioni sulla striscia nell'intervallo di tempo di 17 minuti. Delle sei registrazioni, cinque dànno la frequenza differenziale tra i piezooscillatori, e la sesta dà una bassa frequenza di taratura di valore costante e noto. Ciascuna piccola divisione della striscia di carta corrisponde ad una variazione di radiofrequenza di 4 unità su 100 milioni, e la minima variazione avvertibile risulta quindi notevolmente inferiore. Quando lo si desideri, è del resto possibile ottenere una sensibilità molto maggiore applicando il semplice artificio di moltiplicare per 100 ciascuna delle due frequenze paragonate, prima di produrre i battimenti.

Dal 1933 alla data di redazione dello scritto, è stata compiuta sul campione di frequenza considerato una esperienza di circa due anni, la quale ha permesso di valutare con precisione le possibilità da esso offerte. Il massimo periodo probabile di durata continua di marcia del motorino sincrono è di circa sei mesi, in media esso è risultato di 4. Le variazioni a corto periodo sinora osservate sono risultate comprese tra una frazione di unità e diverse unità su 100 milioni: la variazione a lungo periodo è di circa 1 unità su 1 milione per anno, e la massima variazione, in più o in meno, rispetto alla media, anch'essa di circa 1 unità su 1 milione. Le massime variazioni rispetto alla media, osservate in un mese, non hanno mai superato le 3 unità su 10 milioni.

Nella fig. 1 è riprodotto il diagramma dei valori assoluti di frequenza dei due oscillatori principali, nel periodo di tempo dal marzo 1933 al dicembre 1934. Le brusche variazioni, indicate in linea tratteggiata, corrispondono a fasi di regolazione dell'apparato.

F. Ve.

E. G. LAPHAM — **Il controllo delle emissioni di onde campioni.** (J. Research N. B. S., marzo 1935, XIV, 3, pag. 227-238, con 7 fig.).

Dal 1° febbraio di quest'anno il radiotrasmettitore del « Bureau of Standards » emette periodicamente tre differenti onde campionate, aventi le frequenze di 15.000, 10.000, e 5000 kHz; fino a questa data, la sola frequenza emessa è stata quella di 5000 kHz. L'A riferisce sulla maniera con cui il controllo di quest'ultima frequenza viene effettuato nel laboratorio principale di Washington, per riferimento con il campione primario nazionale di radiofrequenza.

Il trasmettitore è situato a Beltsville a circa 21 km di distanza dal laboratorio, e la sua frequenza è fornita, attraverso una conveniente moltiplicazione, da un campione a quarzo, oscillante su 200 kHz, situato nella stazione trasmittente stessa. In base al risultato del controllo, la frequenza di emissione viene continuamente aggiustata, in modo da ottenere il massimo accordo possibile col valore nominale.

La seconda armonica dell'emissione campionata, avente la frequenza di 10.000 kHz, viene ricevuta a Washington e fatta battere con la centesima armonica del campione primario, la cui frequenza risulta superiore di pochi hertz ai 10.000 kHz. Per lo scopo viene utilizzato un oscillatore locale che produce una frequenza superiore di circa 1000 Hz ai 1000 kHz; la sua decima armonica viene fatta battere, in un radioricevitore, con la seconda armonica dell'emissione campione, ed in un altro ricevitore con la centesima armonica del campione primario; le frequenze d'uscita dei due ricevitori, aventi valori poco discosti dai 1000 Hz, vengono fatte nuovamente battere tra loro, per ottenere il risultato voluto, che non è manifestamente influenzato dal valore della frequenza dell'oscillatore ausiliario.

La misura della frequenza differenziale finale, avente il valore di qualche hertz, viene effettuata mediante un adatto frequenziometro registratore, in tutto analogo a quello utilizzato per il confronto tra le varie unità del campione primario (1), col quale possono essere avvertiti scarti della frequenza di emissione inferiori a 0,05 Hz.

La ragione per cui alla ricezione dell'emissione campionata viene captata la seconda armonica (che è sufficientemente intensa), invece della fondamentale, sta nel fatto che la prima è praticamente immune dall'evanescenza, la quale invece si manifesta notevole sulla fondamentale, nonostante la breve distanza tra trasmettitore e ricevitore. L'evanescenza, essendo a corto periodo, può portare altrimenti un errore avvertibile nelle misure.

Nell'articolo viene riportato un grafico degli scarti di frequenza ottenuti entro dieci mesi del 1934: la massima variazione riscontrata risulta inferiore ad 1 unità su 10 milioni. Naturalmente la precisione della frequenza è anzitutto legata a quella del campione primario. Il confronto a distanza fatto a Teddington nel « National Physical Laboratory » britannico ha mostrato un accordo sempre superiore a 1 unità su 5 e spesso su 10 milioni. *F. Ve.*

(1) A. F., 1935, IV, p. 459.

H. O. PETERSON — **Un metodo di misura di livelli di disturbi su circuiti radiotelegrafici ad onda corta.** (Proc. I. R. E., febbraio 1935, XXIII, 2, pag. 128-131, con 4 fig.).

La conoscenza dell'entità dei disturbi, durante la trasmissione radiotelegrafica, influisce sul rapporto ottimo tra le lunghezze dei segni e degli spazi; in quanto che, se il disturbo capita frequentemente e non è molto lungo, è conveniente che la durata del segno sia di almeno 2 ÷ 3 volte quella del disturbo medio; mentre se quest'ultimo è assai lungo, il che per altro capita raramente, è preferibile aumentare la velocità di trasmissione, ma ripetere due volte ogni parola.

È quindi interessante conoscere la percentuale di tempo in cui il disturbo supera un determinato livello, e la probabilità che si ripetano nel tempo disturbi al disopra di determinati livelli.

L'A. ha costruito un apparecchio costituito da un'antenna e da un amplificatore raddrizzatore, seguito da un amplificatore a due stadi di corrente continua, chiuso su un galvanometro a periodo assai lungo. In quest'ultimo circola corrente solo quando il disturbo captato supera un determinato livello, e la sua deviazione media è proporzionale alla frazione di tempo in cui il disturbo è superiore a tale livello.

Un secondo apparecchio, in parte identico al precedente, è costituito da un'antenna, da un amplificatore raddrizzatore, da un primo tubo amplificatore di corrente continua, seguito da un tetrodo a corrente anodica costante e da un triodo, le cui entrate sono poste in parallelo. Quando il disturbo supera un determinato valore, circola nel tetrodo una corrente, la quale va a caricare un condensatore; questo può poi scaricarsi attraverso ad un quarto triodo, posto in parallelo al condensatore e la cui griglia è comandata dal triodo precedente in modo da permettere la scarica del condensatore quando il livello del disturbo sia inferiore ad un determinato valore. La tensione tra le armature del condensatore viene registrata con un tubo di Braun, e dall'ampiezza della linea luminosa si ricava il tempo in cui il disturbo ha superato il livello stabilito. *E. P.*

B. G. CHURCHER — **Una scala delle intensità sonore per le misure di rumori.** (J.A.S.A., aprile 1935, VI, 4, pag. 216-226, con 4 fig.).

È stato notato che la normale scala dei livelli di sensazione, in phon o in decibel, la quale dovrebbe dare un'idea della effettiva sensazione ricevuta dall'orecchio, non è del tutto soddisfacente: ad esempio un rumore di 80 phon dà l'impressione di essere notevolmente superiore al doppio di un rumore di 40 phon; un rumore diminuito da 104 a 100 phon dà l'impressione di una diminuzione in percentuale molto maggiore del 4 %. La scala logaritmica in phon o in decibel è stata stabilita assumendo come vera la legge di Fechner; è noto però che tale legge è valida soltanto entro certi limiti di eccitazione sonora; inoltre, anche ammessa la sua validità, non si può asserire che gli incrementi di sensazione siano additivi. Si è cercata allora una nuova scala di sensazione, ossia una rela-

zione fra stimolo e sensazione, limitando per ora le ricerche a toni di 1000 Hz: si può in tal modo stabilire una scala base, e poi, attraverso un normale audiogramma, estendere i dati ad altre frequenze.

Un primo metodo di misura diretta si fonda sul giudizio che si può dare su due diverse intensità sonore, stimate l'una doppia dell'altra. Un secondo metodo, molto più preciso, si basa sul confronto di un suono puro, udito con un orecchio e poi con tutti e due. Infine, è stato anche proposto un terzo metodo che trae partito di alcune proprietà dei toni di combinazione. Come risultato di tutte queste ricerche si è messa in evidenza la insufficienza della scala in phon. L'A propone una relazione di carattere empirico per definire la nuova scala:

$$L = d^5 \, 10^{-8} \, ;$$

L rappresenta l'intensità soggettiva o sensazione, d il livello di sensazione; la costante è stata assunta in modo tale che per $d = 100$ si abbia pure $L = 100$.

È evidente l'importanza di tali ricerche: esse possono modificare molte idee che ormai parevano definitivamente acquisite nel campo della fonometria. *G. Sac.*

RICEVITORI.

W. A. Harris — **L'applicazione dei sistemi di conversione di frequenza ai ricevitori a più gamme d'onda.** (Proc. I. R. E., aprile 1935, XXIII, 4, pag. 279-294, con 7 fig.).

L'attuazione di un buon ricevitore a più gamme d'onda è legata alla risoluzione di particolari problemi; le difficoltà non sono sempre lievi, tanto più nel caso delle onde corte, che viene in special modo considerato dall'A.

Si deve anzitutto ricercare la massima riduzione dei rumori dovuti ai tubi elettronici. In un pentodo, usato come convertitore di frequenza, il disturbo risulta di circa 2 microvolt alla griglia nel caso di modulazione completa, ed anche assai maggiore nel caso di modulazione parziale; poichè lo stesso tubo adoperato come semplice amplificatore dà un disturbo di un solo microvolt, conviene far precedere alla conversione un'amplificazione ad alta frequenza, che, in genere, può essere limitata ad un solo stadio.

Si deve inoltre cercare che l'oscillazione locale conservi una conveniente ampiezza per tutte le gamme e che in particolare l'ampiezza stessa sia il più possibile uniforme entro ciascuna gamma. Per evitare la riduzione, che solitamente si produce alle frequenze più basse delle gamme ad onde più corte, in conseguenza del troppo basso valore assunto dal rapporto L/C, conviene adottare gamme non troppo estese, e possibilmente ricorrere a condensatori variabili a due sezioni, di cui una a piccola capacità riservata alle gamme di più alta frequenza. L'impiego di rapporti L/C elevati è assai raccomandabile anche per i circuiti d'accordo, e particolarmente per quello di antenna, allo scopo di ottenere alla griglia del primo tubo la massima

ampiezza di segnale possibile; sotto questo punto di vista, è conveniente anche l'impiego di bobine a basso angolo di perdita.

Un secondo problema di notevole importanza pratica risiede nell'eliminazione dell'effetto di trascinamento dovuto all'accoppiamento tra l'oscillatore ed i circuiti a radiofrequenza. Il fenomeno si presenta sotto forma di riduzione, anche notevole, dell'amplificazione e di peggioramento, altrettanto notevole, del rapporto di immagine, e si manifesta altresì nella messa in assetto costruttiva del ricevitore con un aumento della difficoltà di allineamento. Effetti notevoli possono essere prodotti anche da un debole accoppiamento, spesso dovuto alla carica spaziale. Nel caso di un tubo pentagriglia, una buona neutralizzazione dell'effetto stesso può essere ottenuta mediante derivazione, tra la griglia oscillatrice e la griglia di controllo, di una piccola capacità il cui valore, dipendente dalla frequenza, si aggira, per le onde corte, tra 0,5 e 1 $\mu\mu$F.

La compensazione risulta particolarmente facile nel caso in cui l'oscillazione locale sia prodotta mediante un tubo separato; ma il sistema più efficace per l'eliminazione dell'effetto appare l'uso di un circuito convertitore composto di un triodo oscillatore e di due pentodi convertitori alle cui griglie venga applicata in concordanza di fase l'oscillazione del segnale ed in opposizione quella dell'oscillatore locale. I tre tubi possono essere ridotti a due, quando si adoperino due convertitori pentagriglia, ed anche ad uno solo, mediante l'impiego di un doppio diodo-triodo, se il triodo funziona da oscillatore ed i diodi da convertitori. Un sistema ovvio, generalmente preferibile a quelli ora esposti, applicabile in tutti i casi in cui risulti compatibile con il raggiungimento della voluta selettività, è quello dell'uso di una frequenza intermedia molto elevata. Per un ricevitore a onde corte un valore consigliabile per questa frequenza può essere quello di 1600 kHz. *F. Ve.*

TUBI ELETTRONICI.

J. GROSZKOWSKI — **Le caratteristiche del dinatron.** (W. P. P. F. T., maggio 1935, VI, 3, pag. 3-11, con 15 fig.).

Ci si propone di esprimere le caratteristiche del dinatron per mezzo di formule matematiche, basandosi sui dati costruttivi del tubo elettronico.

Dopo ricordati il principio del dinatron ed i circuiti nei quali lo si utilizza, si esamina la legge di distribuzione dell'emissione secondaria. La corrente anodica primaria, che produce l'emissione secondaria, è espressa dalla formula:

$$i_{a1} = I_{ec} \frac{1}{1 + \mu \left(\dfrac{v_g}{v_a} \right)^{\frac{1}{n}}}$$

dove con I_{ec} si indica la corrente totale di emissione, con v_a la tensione anodica, con v_g la tensione di griglia, con n un numero

compreso fra 2 e 3, e con μ un coefficiente dipendente dalle caratteristiche geometriche del tubo. La corrente secondaria emessa dall'anodo, se la caratteristica soddisfa alla legge di Langmuir, risulta:

$$i_{a2} = c' \, (v_g - v_a)^{\frac{3}{2}},$$

dove c' rappresenta un altro coefficiente che dipende dalle dimensioni geometriche degli elettrodi.

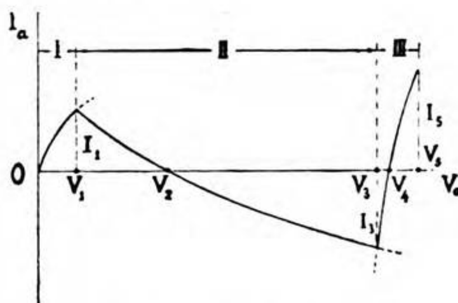


Fig. 1. — Caratteristica di un dinatron.

La caratteristica del dinatron si considera divisa in tre parti (fig. 1):

— per v_a compresa fra 0 e V_1:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{\frac{1}{n}}}{v_a^{\frac{1}{n}} + \mu \, v_g^{\frac{1}{n}}};$$

— per v_a compresa fra V_1 e V_3:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{\frac{1}{n}}}{v_a^{\frac{1}{n}} + \mu \, v_g^{\frac{1}{n}}} \left[1 - a(v_a - V_1)^{\frac{1}{2}}\right],$$

essendovi:

$$a = \frac{1}{(V_2 - V_1)^{\frac{1}{2}}};$$

— per v_a compresa fra V_3 e V_5:

$$i_a = I_{ec} \frac{v_a^{\frac{1}{n}}}{v_a^{\frac{1}{n}} + \mu \, v_g^{\frac{1}{n}}} - c' \, (V_g - v_a)^{\frac{3}{2}}.$$

La prima sezione corrisponde alla gamma di tensioni anodiche inferiori a quelle che sono necessarie per provocare l'emissione secondaria; la seconda sezione corrisponde alla gamma di tensioni per le quali l'emissione secondaria si manifesta e viene completamente sottratta dalla griglia; la terza sezione corrisponde alla gamma delle tensioni anodiche per le quali l'emissione secondaria non è completamente assorbita dalla griglia perchè la differenza di potenziale fra anodo e griglia non è più sufficientemente elevata.

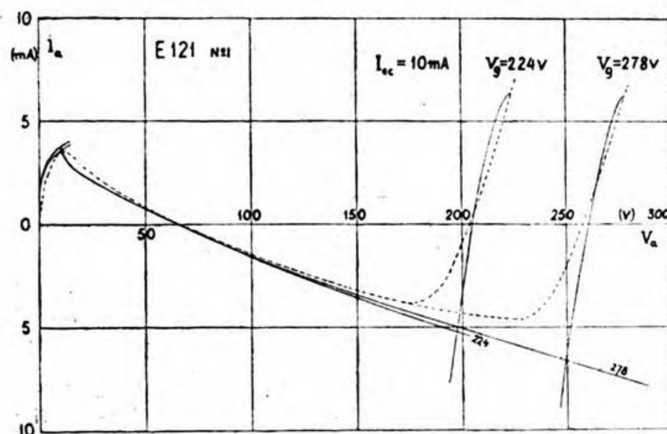


Fig. 2. — Caratteristiche ottenute sperimentalmente (curve a tratti) e caratteristiche corrispondenti ricavate analiticamente (curve continue).

Nella fig. 2 è rappresentato il confronto fra due caratteristiche ottenute sperimentalmente e le corrispondenti ricavate per via analitica. Nel lavoro originale si esaminano le ragioni delle divergenze di tali curve.

Con le notazioni fin'ora impiegate, la resistenza negativa del dinatron nella sezione II della caratteristica può scriversi:

$$\rho = -\frac{2}{a^2 I_{ec}}\left[1 + \mu\left(\frac{a^2 V_g}{1 + a^2 V_1}\right)^{\frac{1}{n}}\right],$$

e con qualche approssimazione:

$$\rho = -\frac{2}{a^2 I_{ec}}\left(1 + \mu\, a\, V_g^{\frac{1}{2}}\right).$$

An. Gi.

VIBRAZIONI MECCANICHE.

L. CREMER — **Il metodo del quadripolo esteso alle vibrazioni di sbarre.** (Sitzungsber. Preuss. Akad. Wiss., 11 gennaio 1934, I, pag. 2-24, con 4 fig.).

Nel caso di vibrazioni longitudinali, generate da una forza applicata ad un estremo di una sbarra in direzione longitudinale, le quattro grandezze in gioco (forza e velocità dello spostamento ad un estremo e le corrispondenti all'altro estremo) sono legate dal noto sistema di due equazioni lineari del quadripolo; questo, poichè le costanti si riducono a due, risulta essere simmetrico ed inerte secondo la terminologia dell'elettrotecnica. L'impedenza d'onda è:

$$Z = \sqrt{E\,S\,m}\,(1 + j\frac{\eta}{2})$$

ed il coefficiente di propagazione:

$$k = \sqrt{\frac{m}{E\,S}}\cdot\omega\,(1 - j\frac{\eta}{2}),$$

dove E rappresenta il modulo di elasticità, m la massa per unità di lunghezza, S la sezione della sbarra, ω la pulsazione della forza applicata ed η il termine che tiene conto dello smorzamento interno introducendo una differenza di fase fra forza e spostamento.

Nel caso più complesso di sollecitazioni da parte di una forza in direzione trasversale alla sbarra, e quindi di produzione di vibrazioni di flessione (e nel caso di vibrazioni di torsione che può a quello ricondursi), sono da considerarsi per ogni estremo quattro grandezze (forza, velocità, momento, rotazione); la relazione fra le grandezze relative ad un estremo e quelle relative all'altro estremo è espressa con un sistema di quattro equazioni lineari, i cui coefficienti non sono più semplici funzioni iperboliche, come nel caso precedente, ma somme e differenze di funzioni iperboliche e circolari. Si può quindi parlare di un ottopolo, per il quale possono definirsi la impedenza d'onda:

$$Z = \sqrt{E\,J\,m}\,(1 + \frac{\eta_i - \eta_a}{2})$$

ed il coefficiente di propagazione:

$$k = \sqrt[4]{\frac{E\,J}{m}}\cdot\sqrt{\omega}\,(1 - \frac{\eta_i - \eta_a}{2}),$$

indicando con J il momento d'inerzia assiale, con η_i il coefficiente di smorzamento interno e con η_a il coefficiente di smorzamento relativo all'attrito provocato dal moto della sbarra nell'aria.

In entrambi i casi si possono scrivere le equazioni delle curve di risonanza e determinare i decrementi, in modo analogo a quello che si segue per un circuito elettrico. *An. Gi.*

CRONACA TECNICA

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

In un articolo pubblicato in *El. Eng.* del gennaio 1935, E. J. Abbott tratta di una **cabina di trasformazione resa silenziosa,** descrivendo le misure e gli studi eseguiti per eliminare i disturbi di tipo acustico prodotti dalla cabina stessa; la quale conteneva nove regolatori ad induzione da 200 kVA ed uno da 120 kVA, ed

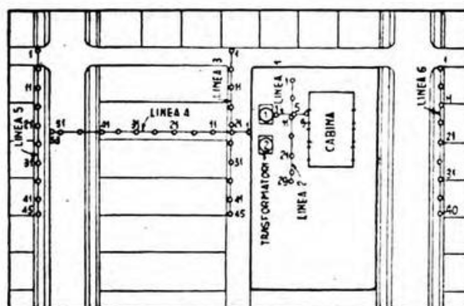


Fig. 1. — Planimetria della cabina di trasformazione e delle strade circostanti.

aveva all'esterno due trasformatori trifasi da 6000 kVA autoventilati (fig. 1).

Si eseguirono misure di pressione sonora ed i risultati furono trasformati in valori di livello di sensazione sonora per mezzo dell'audiogramma di Fletcher e Munson [1]. Alcune ricerche preliminari mostrarono che l'armonica particolarmente disturbante era quella corrispondente a 120 Hz, mentre le armoniche di ordine superiore e quelle di ordine dispari non avevano generalmente una particolare influenza.

Le numerose misure furono distribuite su sei linee, come appare dalla figura; la distanza fra una stazione e la successiva era di 90 cm (nel grafico è indicata una stazione ogni cinque) ed il microfono era collocato all'altezza di 1,90 m da terra. Una seconda serie di misure fu effettuata intorno ai trasformatori, ponendo il microfono ad una distanza da essi di 20 cm circa ed a tre differenti altezze da terra: 90, 180 e 270 cm.

(1) A. F., 1934, III, p. 273.

La notevole irregolarità dei risultati rivelò l'esistenza di fenomeni di interferenza dovuti alla formazione di onde stazionarie, provocate sia dalla presenza delle costruzioni vicine sia dal fatto che il cassone dei trasformatori non vibra come un tutto unico, ma come un insieme di parti che si comportano in modo diverso, con differenti ampiezze e fasi di vibrazione.

Dei due trasformatori, quello 1 era il più nocivo: togliendolo di servizio il rumore diminuiva di 29 phon. Un'altra sorgente di rumori era costituita dai regolatori entro la cabina. Misure effettuate all'interno ed all'esterno di questa mostrarono come le principali vie di passaggio del rumore fossero le grate di ventilazione; infatti chiudendole con pannelli di lamiera di acciaio e con pannelli formati da strati di celotex e da lastre di acciaio separati da intercapedini di aria, il rumore all'esterno veniva ridotto di circa 30 phon. Prove fatte rivestendo le pareti interne della cabina con materiali assorbenti non diedero l'effetto desiderato. Si tentò di sostituire le grate con chiusure a persiana, in modo da conseguire una riduzione del rumore obbligando il suono ad un percorso tortuoso; ma date le dimensioni delle aperture, mentre si provocava una riduzione intollerabile della ventilazione, non si conseguiva un soddisfacente smorzamento del rumore.

In definitiva si adottarono le seguenti disposizioni: si sostituì il trasformatore 1 con un altro più silenzioso, si chiusero totalmente le aperture della cabina, provvedendo alla ventilazione dei regolatori mediante canali praticati nelle fondazioni. Il disturbo che era originariamente di 50-60 phon, si ridusse ad essere normalmente di circa 20-25 phon. Tenuto conto che anche in zone di abitazione, come quella in oggetto, il livello medio dei rumori si aggira sui 35 phon, si può ritenere completamente mascherato il disturbo causato dalla cabina.

Si eseguirono altresì alcune misure di controllo sulle armoniche di ordine superiore, secondo la buona norma che le consiglia sempre. In questo caso esse non si mostrarono di particolare importanza. *An. Gi.*

ELETTROACUSTICA.

In *W. P. P. I. T.* del marzo 1935 J. Groszkowski tratta delle **proprietà rettificatrici dei microfoni a resistenza variabile.**

Un microfono a resistenza variabile, ad esempio un microfono a carbone, eccitato da un altoparlante raddrizza parzialmente la corrente di alimentazione, quando questa sia di frequenza eguale a quella di eccitazione. Il valore della corrente raddrizzata è:

$$I_0 = \frac{1}{2} \frac{R}{R_0^2} E \cos \varphi ,$$

ove s'indicano con R la componente variabile e con R_0 la componente fissa della resistenza (supponendo questa della forma

$R_0 + R$ sen ωt), con E la tensione alternativa applicata al microfono, con φ la differenza di fase fra corrente di alimentazione e pressione di eccitazione. L'esperienza conferma in pieno le previsioni del calcolo. *G. Sac.*

FISICA GENERALE.

Si è spesso constatato che un suono di debole intensità viene percepito come se fosse più alto di un suono di maggiore intensità e di pari frequenza. O. Vierling ha compiuto lo studio dell'**influenza dell'intensità sul livello di sensazione sonora** e brevemente ne riferisce nel fascicolo di dicembre 1934 della *Z. S. f. techn. Phys.*, accennando anche ad alcune probabili spiegazioni del fenomeno.

Per la ricerca egli ha fatto uso di un pianoforte e di un elettrocordo, i cui suoni si confrontano per mezzo di un'opportuna apparecchiatura elettrica. Gli strumenti vengono accordati sulla stessa frequenza a pari intensità. Si eleva quindi l'intensità emessa dall'elettrocordo; si percepisce allora un netto disaccordo, che scompare quando i due strumenti vengono nuovamente posti in condizione di produrre lo stesso volume di suono. La differenza di frequenza, che è abbastanza piccola, per un fenomeno di natura fisiopsicologica si percepisce solo se i due suoni vengono uditi successivamente; questo è reso facile dalla natura dell'apparecchiatura.

La ricerca, per la quale si è fatto ricorso a molti osservatori, con risultati abbastanza concordanti, si è conclusa confermando il fenomeno: per suoni che vengano percepiti con una differenza del livello di sensazione sonora di 50 phon, si nota a 200 Hz una variazione di frequenza del 5 %, mentre a 1000 Hz la differenza è compresa fra ± 0,5 %; per frequenze maggiori la differenza risulta praticamente inapprezzabile. *An. Gi.*

MISURE.

È sovente necessario determinare, con approssimazione maggiore di quella raggiungibile col calcolo condotto sulla schiera delle caratteristiche statiche, la potenza resa da un tubo ricevente finale, funzionante su un carico ohmico, ed il relativo fattore di distorsione. La duplice misura può essere eseguita, con mezzi relativamente semplici, mediante il dispositivo di compensazione illustrato nella fig. 1, che vien proposto da W. Graffunder, W. Kleen e W. Wehnert in un articolo sulle **misure di potenza e di distorsione su tubi riceventi,** pubblicato in *Telefunken-Röhre* dell'aprile 1935.

La tensione U_r (misurata con un voltmetro a scala quadratica e ad alta impedenza) è uguale alla somma della tensione (non sinoidale) resa ai capi del carico ohmico W, e della tensione (sinoidale) U_k ricavata, attraverso il potenziometro P, dallo stesso generatore che fornisce la tensione di eccitazione della griglia, ed in opposizione di fase con quest'ultima. Se la reattanza presente nel circuito di uscita, e dovuta agli organi di accoppiamento di W al tubo, è trascurabile per la frequenza considerata, U_k risulta in opposizione di fase anche con la fondamentale della tensione resa;

altrimenti si deve rendere tale, introducendo il variometro R' C'. Si regola quindi U_k in fase ed in ampiezza fino a che U_r diventi minima; in tali condizioni U_k compensa esattamente la fondamentale e l'indicazione U_r del voltmetro è la tensione corrispondente alle armoniche. La potenza resa ed il fattore di distorsione risultano perciò U_k^2/W e U_r/U_k.

È però da notare che il fattore di distorsione (come è ordinariamente definito e quale risulta dalla misura descritta) non caratte-

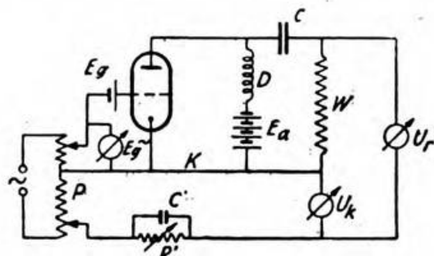


Fig. 1. — Schema per la misura della potenza resa e del fattore di distorsione di un tubo ricevente finale.

rizza in modo esauriente gli effetti pratici del difetto di linearità di un tubo amplificatore o di un generico sistema di trasmissione. In primo luogo perchè, nei rispetti acustici, non è indifferente che, a parità di fattore di distorsione, predomini una armonica piuttosto che un'altra; in secondo luogo perchè non si può, in generale, dedurre dal fattore di distorsione l'ampiezza relativa delle frequenze differenziali generate allorchè la tensione eccitatrice è somma di due o più frequenze armoniche semplici.

Non si sa definire tuttavia una grandezza numerica che caratterizzi meglio del fattore di distorsione il difetto di linearità di un sistema; occorre dunque, caso per caso, effettuare l'analisi armonica del residuo U_r e rilevare la caratteristica dinamica del tubo, dalla quale si può dedurre, in date ipotesi di eccitazione, quale sia l'ampiezza relativa delle frequenze differenziali generate. Un prezioso ausiliare in tale ordine di ricerche è il tubo di Braun, del quale, nel lavoro originale, è largamente esemplificato l'uso. *E. Cr.*

TUBI ELETTRONICI.

Nel fascicolo del dicembre 1934 di *Telefunken Zeit.* W. Runge, a proposito della **produzione di oscillazioni col magnetron,** illustra i vari tipi di magnetron messi in commercio dalla Telefunken per la produzione di microonde. Tutti questi tubi sono del tipo ad anodo sezionato, e si dimostrano atti a rendere potenze assai elevate (dell'ordine di alcune diecine di watt), con rendimenti notevoli (dell'ordine del 50 %).

Secondo l'A l'attitudine alla generazione delle microonde, con questi tipi di magnetron, va attribuita ai movimenti in massa della

carica spaziale, che si addensa fra il catodo e le sezioni anodiche, quando il campo magnetico applicato è molto superiore al campo magnetico critico.

Nell'articolo sono riportati i dati caratteristici di funzionamento di diversi tubi: uno per onde di 10 cm, con potenza di uscita di 6,5 watt; due per onde di 25 cm, con potenza di uscita rispettivamente di 0,05 watt e di 15 watt; uno per onde di 50 cm, con potenza di uscita di 60 watt. *N. C.*

*

Trattando della trasmissione e ricezione di onde di lunghezza di alcuni centimetri, I. Wolff, E. G. Linder e R. A. Braden descrivono in *Proc. I. R. E.* del gennaio 1935 un **nuovo tipo di magnetron** con la placca sezionata; nel quale i vantaggi, che si conseguono ordinariamente inclinando il campo magnetico di un angolo appropriato rispetto alla direzione del catodo, sono ottenuti creando, nello spazio fra catodo e sezioni anodiche, un campo elettrico ausiliario avente la direzione del catodo, mediante l'inserzione di appositi elettrodi nel tubo. In tal modo si è potuto attuare un oscillatore con una potenza di uscita di 2,5 watt, per una lunghezza d'onda di 9 cm, e con un rapporto del 12 % fra potenza di uscita e potenza dissipata sulla placca: nel lavoro originale sono illustrati i metodi seguiti per la misura di questo rapporto.

Le misure sull'attenuazione delle onde irradiate dall'oscillatore hanno provato la validità della legge dell'inverso del quadrato della distanza (fino ad una distanza massima di 25,7 km, con visibilità diretta). È stata esperimentata la modulazione di queste onde per mezzo dell'assorbimento in gas ionizzato. E si sono raccolti risultati di prove comparative di ricezione di tali onde con cristalli, triodi a griglia positiva e magnetron. *N. C.*

*

In un articolo di C. E. Fay e A. L. Samuel sui **tubi a vuoto per la generazione di frequenze superiori a 100 MHz**, pubblicato nei *Proc. I. R. E.* di marzo 1935, vengono analizzate ed illustrate le proprietà di un tubo a campo frenante, che genera oscillazioni della frequenza di circa 300 megahertz; è descritto un altro tubo a campo frenante per la generazione di frequenze fra 450 e 600 megahertz; e si riferisce come per più alte frequenze (fino a 2500 megahertz) siano stati usati triodi a campo frenante, con la griglia a spirale del tipo Pierret.

Secondo gli AA è dunque possibile di estendere la gamma delle frequenze, ottenibili con gli oscillatori a campo frenante, molto al di sopra di 300 megahertz, con potenze di alcuni watt, e con buoni rendimenti, fino al 19 %. *N. C.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. Vanni. — *Radiotecnica*. Vol. I. — Società Anonima Editrice Dante Alighieri, Milano, 1935. — Un volume di XVI-187 pagine, con 91 figure. — Prezzo L. 12.

Questo scritto, che è il risultato ultimo ed il coronamento della vita scientifica del compianto autore, recentemente scomparso (1), è la miglior prova del suo costante desiderio di chiarire e facilitare la comprensione di fenomeni di per sè non facili, la cui sistemazione teorica è soltanto in parte avvenuta e di cui può dirsi non esistesse ancora, in lingua italiana, una esposizione, nello stesso tempo, accessibile ad una larga cerchia di cultori della radiotecnica e scientificamente esatta.

Nella prefazione si dice di aver voluto, nel compilare il libro, portare un contributo al progresso ed alla diffusione della nuova branca della scienza. A questo assunto si è egregiamente soddisfatto: in forma semplice ed elementare vengono esaminati i principi scientifici fondamentali, il funzionamento e la teoria dei principali apparecchi e quindi via via le più recenti attuazioni tecniche ed ipotesi scientifiche.

Un breve sguardo al sommario può dare un'idea della materia trattata: essa è divisa in tre densi capitoli. Il primo è dedicato alla esposizione della teoria elettromagnetica della luce e dei fenomeni vibratori elettrici; seguendo in parte lo sviluppo storico, si studiano quindi il campo elettromagnetico ed il dipolo. L'effetto fotoelettrico, con opportuno richiamo della teoria dei quanti e della teoria elettronica, costituisce la prima parte del secondo capitolo; nel quale si tratta poi dell'effetto termoionico e degli apparecchi che lo utilizzano (diodo, triodo e tubi a più elettrodi). Nel terzo capitolo, dopo avere studiato l'antenna marconiana ed i suoi modi di eccitazione, e dopo aver accennato ai metodi di trasmissione per onde smorzate, si esaminano, più ampiamente, i diversi tipi di antenne e se ne definiscono i parametri caratteristici: lo studio, mantenuto in limiti naturalmente ristretti dato il carattere dell'opera, riesce comunque efficace; esso si conchiude con un breve cenno del problema della propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio ionizzato.

Il valore didattico del volume è accresciuto dall'opportuno ricordo degli avvenimenti salienti della storia delle radiocomunicazioni e da un ampio e quanto mai avveduto corredo di esempi numerici, che costituiscono un continuo commento di quanto viene

(1) A. F., 1934, III, p. 768.

man mano esposto. Una riserva non possiamo esimerci dall'esprimere, circa l'opportunità di avere fatto uso, negli esercizi, dei sistemi di unità C. G. S. anzichè del sistema pratico; gli sviluppi risultano notevolmente appesantiti ed allungati, e se ne può in certo modo trarre esempio degli inconvenienti didattici connessi con l'uso di questi sistemi di unità.

Nel complesso l'A, valendosi della sua profonda competenza di insegnante, non disgiunta da una profonda e meditata conoscenza dell'argomento, offre in questo libro un'esposizione della radiotecnica, che, riteniamo, sarà di grande aiuto all'attività didattica; mentre ai cultori di radio ed ai numerosi dilettanti vien dato modo di penetrare un po' intimamente quei fenomeni, che sono noti talvolta in forma inesatta ed approssimativa.

Naturalmente, pur mantenendosi il testo nell'àmbito di una trattazione elementare, la lettura di esso richiede un certo sforzo da parte dello studioso; l'opera può giustamente essere considerata come un riuscito esempio di quel genere di esposizione di teorie scientifiche, che, invece di abbassarsi al livello dei meno preparati fra i lettori, si pone lo scopo di elevarli a più accurate e rigorose conoscenze.

Sia lecito, concludendo, esprimere il desiderio e formulare l'augurio che l'impresa lasciata incompiuta dall'A trovi un degno continuatore. *An. Gi.*

*

PH. KEMP. — *Theory of alternating current wave-forms.* — Chapman a. Hall, London, 1934. — Un volume di IX-218 pagine, con 73 figure e numerose tabelle, legato in tela. — Prezzo 15 scellini.

Il volume inizia una serie di monografie riguardanti l'elettrotecnica, che l'editore si propone di pubblicare sotto la guida del prof. H. P. Young del Politecnico di Londra, cui appartiene anche l'autore, prof. Kemp. Questi si è proposto « di porre dinanzi al lettore i fatti relativi alle onde non sinoidali, che sono necessari per ben intendere l'argomento, nella supposizione che il lettore medesimo già conosca la ordinaria teoria delle correnti alternate ». La materia è trattata in forma generale, cioè senza alcun riferimento a singoli casi di macchine o di apparecchi. Ciò è riservato ad un altro volume della stessa serie (« *Alternating current wave-forms in practice* »), che l'A ha in preparazione.

Il libro è diviso in sei capitoli, di cui i primi due si riferiscono alle proprietà delle onde complesse, i due successivi agli effetti della presenza del ferro o di altre particolari condizioni del circuito, il quinto alle armoniche nei sistemi polifasi, il sesto all'analisi armonica.

L'esposizione è piana, chiara e particolareggiata, i passaggi algebrici minuti e completi, i calcoli numerici assai frequenti e illustrati da tabelle e da grafici. Nei primi due capitoli, i quali occupano metà del libro, non è detto sostanzialmente molto di più di quanto viene esposto nei corsi di elettrotecnica generale, salvo qualche aggiunta sui diagrammi polari relativi alle armoniche e sui ci-

elogrammi. Il terzo ed il quarto capitolo possono servire di introduzione allo studio dei circuiti non lineari, mentre il quinto non esaurisce la vasta materia dei sistemi polifasi non sinoidali, specie nei casi di squilibrio. L'analisi armonica è trattata esclusivamente secondo i classici metodi aritmetici di integrazione approssimata, con in più un cenno del noto metodo grafico di sovrapposizione. Non è per contro detto nulla dei procedimenti di analisi (o di determinazione del coefficiente di deformazione e del « residuo ») di una f.e.m. complessa, che, basandosi su metodi sperimentali più diretti, non richiedono il tracciamento oscillografico del diagramma.

Nell'insieme, a qualche lettore potrà forse accadere di rilevare, che la trattazione è meno vasta di quanto il titolo del libro gli aveva fatto credere. Ma, per una pubblicazione essenzialmente didattica, l'aver inquadrato la materia entro limiti non troppo ampi può anche essere un merito. In qualche punto si desidererebbero forse maggior precisione e maggior rigore. Fin dalla prima pagina, parlando di onde periodiche (senza darne una definizione), si dice che le frequenze delle varie componenti sono « multipli esatti » della frequenza fondamentale. Ma poche righe più sotto si soggiunge: « quando il periodo dell'armonica non è un sottomultiplo esatto di quello della fondamentale, l'onda può essere considerata come periodica, solo se ci si riferisce ad un gruppo di periodi ». Pur intendendosi assai bene ciò che l'A ha voluto dire, si vede facilmente che l'affermazione non è pienamente rigorosa.

Altri piccoli rilievi del genere si potrebbero muovere su punti singoli; ma si tratta di osservazioni lievi e rare, che non menomano nel libro i pregi di facilità di lettura e di chiarezza, già rilevati.

Ogni capitolo è seguito da una breve bibliografia, in cui abbiamo trovato con piacere anche qualche lavoro tratto dalla letteratura tecnica italiana, di solito tanto trascurata dagli autori stranieri. L'edizione è, sotto ogni aspetto, esemplare. *Di.*

*

W. A. TUPLIN. — *Torsional vibration.* — Chapman a. Hall, London, 1934. — Un volume di XVIII-320 pagine, con 89 figure. — Prezzo 21 scellini.

Il tema delle vibrazioni torsionali, certamente non nuovo ma sempre attuale, viene trattato in modo semplice ed elementare, senza ricorrere a nozioni di matematica superiore; il suo svolgimento è per altro sufficientemente completo per consentire al lettore di eseguire calcoli e verifiche in casi anche abbastanza complessi.

Il problema, che si presenta come più importante, è quello della ricerca delle frequenze naturali di vibrazione di un sistema rotante; si perviene alla sua soluzione semplificando per vie successive lo schema del sistema meccanico in esame. Vengono poi messe allo studio le vibrazioni forzate, le vibrazioni di risonanza e l'importanza dei vari coefficienti di decremento. E si passa infine a considerare i sistemi di smorzamento ed alcuni sistemi particolari come

quelli uniti da ruote dentate, quelli accoppiati idraulicamente, quelli sottoposti ad urti, ed altri.

Numerose questioni offrono al lettore l'occasione di rilevare una volta ancora la ben nota analogia fra questi fenomeni meccanici ed alcuni fenomeni che si incontrano nel campo dell'elettrotecnica, a proposito della propagazione delle onde nei filtri, nei quadripoli, e così via; ciò rende queste trattazioni interessanti anche per lo studioso di elettrotecnica, il quale già possiede le basi, e già si è formato l'abito mentale, per la rapida comprensione dei medesimi metodi di calcolo. *G. Sac.*



Atlas des Weltfernsprechnetzes. — Verlag Europäischer Fernsprechdienst, Berlin, 1935. — Un volume di 51 tavole. — Prezzo 3 R. M.

I collegamenti telefonici a grande distanza (interurbani, fra stato e stato, fra i vari continenti) sono divenuti in questi ultimi anni assai numerosi, e sempre più vivi si sentono il desiderio ed il bisogno di avere sott'occhio, in una forma concisa e di rapida consultazione, lo stato presente di tali collegamenti. La forma dell'atlante, scelta dall'editore di *E.F.D.*, è senza dubbio assai felice ed opportuna.

L'atlante contiene 42 carte: di queste, 30 sono relative agli stati europei, mentre le rimanenti illustrano la rete telefonica dei più importanti paesi degli altri continenti. In ogni carta sono indicati in modo distinto i collegamenti che si svolgono per cavo ed i collegamenti per mezzo di linee aeree, oltre quelli in costruzione od in progetto.

Completano il volume alcune carte e tabelle riguardanti più particolarmente la rete tedesca ed illustranti il suo sviluppo; in tre tavole vien presentato un quadro dei collegamenti possibili e di quelli esistenti fra i vari paesi della terra; uno speciale schema, aggiornato rispetto ad altri precedentemente pubblicati [1], illustra i collegamenti per via radio. *An. Gi.*

(1) A. F., 1934, III, p. 510.

BREVETTI

Sistema di registrazione di suono su pellicola.

Brevetto italiano n. 319494 (A. Poulsen, Hellerup ed A. C. G. Petersen, Copenaghen). - Patente dal 22-10-1932. — Pubblicato il 12-7-1934. - Diritto di priorità dall'1-12-1931 (British Acoustic Film Ltd., Gran Bretagna).

Il brevetto riguarda un sistema notevolmente perfezionato di registrazione di suono, ad area media di registrazione variabile in funzione del livello medio delle correnti acustiche, metodo questo che, com'è noto, consente una riduzione del rumore generale di fondo della registrazione. Il pennello luminoso a flusso costante, riflesso dallo specchio S_1, viene proiettato (fig. 1), per mezzo del sistema ottico L_1, attraverso la fessura triangolare B dello schermo A, e viene successivamente riflesso dallo specchio M sullo schermo C, per mezzo del sistema ottico L_2. Sullo schermo C, dotato di una fessura rettangolare stretta D, si forma pertanto una immagine triangolare b della fessura B, e perciò lo schermo C è attraversato dalla luce interessante la sola parte comune delle aree D e b (area tratteggiata nella fig. 2); tale quantità di luce è successivamente concentrata per mezzo del sistema ottico L_3, L_4, e proiettata sulla pellicola P.

Per ottenere la modulazione luminosa, basta dar luogo ad oscillazioni relative fra la fessura D e l'immagine b, ciò che evidentemente si può ottenere in più modi: ad esempio, facendo oscillare lo specchio M col ritmo delle oscillazioni di bassa frequenza da registrare e, contemporaneamente, con oscillazioni secondarie il cui ritmo sia funzione del livello medio delle precedenti. Una, od ambedue le oscillazioni, potrebbero essere impresse anche agli schermi.

Sulla pellicola P si ottiene pertanto una registrazione ad estensione laterale variabile e simmetrica rispetto alla linea centrale del campo di registrazione; il sistema è regolato in modo che, in assenza di modulazione, il bordo più basso della fessura D (fig. 2) tocchi il vertice dell'immagine triangolare b.

Si ottiene una riproduzione ancora più fedele dei « pianissimo » conformando la fessura triangolare secondo la fig. 3, ove al vertice superiore del triangolo è praticato un intaglio quadrato avente i lati uguali all'altezza della fessura rettangolare D: in quell'intorno, la modulazione luminosa ha luogo per effetto di variazioni di sola altezza, anzichè di altezza e larghezza, del pennello luminoso incidente sulla pellicola. Alla base, la fessura triangolare può anche essere foggiata secondo un rettangolo per evitare gli effetti di sovramodulazione nei « fortissimo ».

Nelle fig. 4 e 5 sono rappresentate altre varianti dell'invenzione. Con siffatte configurazioni della prima fessura si possono ottenere, per la totalità o per parti della scala dei livelli, registrazioni suddivise in due o tre zone. Tali disposizioni hanno lo scopo di evitare,

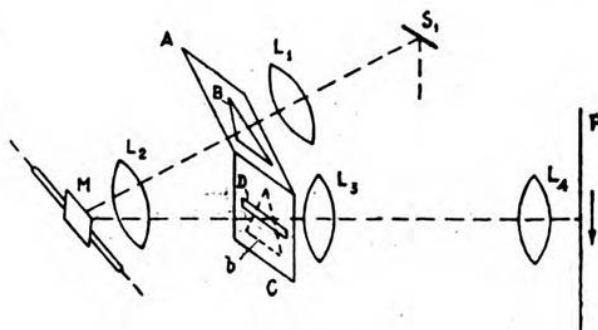


Fig. 1.

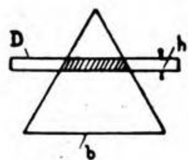


Fig. 2.

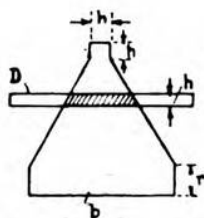


Fig. 3.

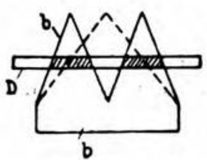


Fig. 4.

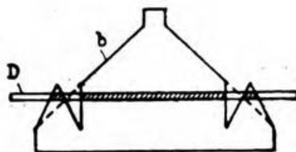


Fig. 5.

almeno parzialmente, i dannosi effetti di « taglio laterale » della registrazione, dovuti ad eventuali spostamenti laterali della pellicola rispetto al sistema ottico.

In confronto coi procedimenti precedentemente noti, l'invenzione apporta un notevole miglioramento, perchè elimina in gran parte gli effetti di taglio dovuti alle vibrazioni del sistema, effetti resi particolarmente rilevanti dalla inevitabile strettezza della colonna sonora delle pellicole. *M. S.*

Membrane di altoparlanti.

Brevetto italiano n. 320709 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dall'11-12-1933. - Pubblicato l'1-9-1934. - Diritto di priorità dal 29-12-1932 (Germania).

È noto che gli altoparlanti elettrodinamici, dotati di membrana a superficie conica, mentre sono suscettibili di presentare un grande rendimento (rapporto fra l'energia sonora irradiata e l'energia elettrica ricevuta), quando sono adoperati per notevoli potenze manifestano un grave difetto: con l'aumentare del volume di suono, per talune zone di frequenza si manifestano oscillazioni secondarie aventi una frequenza pari alla metà della frequenza di eccitazione dell'altoparlante. Tale fenomeno rientra nella categoria della produzione di oscillazioni secondarie longitudinali, sull'ottava inferiore, osservata dal Savart nelle aste prismatiche, eccitate con oscillazioni trasversali: oscillazioni secondarie, che egli denominò « suono rauco » (*son rauque*).

Alcune ricerche sperimentali (¹) permisero di constatare che esistono negli altoparlanti zone di frequenza molto vaste, nelle quali il regime delle oscillazioni è instabile, e per le quali pertanto possono manifestarsi le oscillazioni secondarie; che la durata del fenomeno transiente dell'innescamento delle oscillazioni secondarie è molto breve; ed infine che nelle zone instabili il fenomeno della conversione elettroacustica dell'energia non è esente da distorsione non lineare.

Ci si può abbastanza bene rendere conto di tale fenomeno, se si considera per semplicità un sistema vibrante ad un solo grado di libertà, ammettendo che il coefficiente di elasticità contenga una parte c costante e una parte $a \cos 2\omega t$ variabile sinoidalmente con la pulsazione di eccitazione 2ω. La normale equazione differenziale dei sistemi vibranti risulta pertanto:

$$\frac{d^2 y}{d t^2} + \frac{\rho}{m}\frac{d y}{d t} + \left(\frac{c}{m} + \frac{a}{m}\cos 2\omega t\right) y = 0 ,$$

dove y è lo spostamento vibratorio dalla posizione di riposo, t il tempo, ρ il coefficiente di attrito interno ed m la massa.

Posto:

$$y = u \cdot e^{-\frac{\rho}{2m}t} ,$$

l'equazione si può scrivere:

$$\frac{d^2 u}{d t^2} + \left(\frac{4\,c\,m - \rho^2}{4\,m^2} + \frac{a}{m}\cos 2\omega t\right) u = 0 ,$$

(¹) F. von Schmoller: Alcune ricerche sulle oscillazioni secondarie — « son rauque » — delle membrane di altoparlanti - Telefunken Zeit., 1934, XV (67), p. 47.

ed introducendo i parametri:

$$\frac{4\,c\,m - \rho^2}{4\,\omega^2\,m^2} = \lambda\ ,\ \omega\,t = x\ ,\ \frac{a}{\omega^2\,m} = 2\,h^2\ ,$$

essa si riduce alla forma normale dell'equazione differenziale del Mathieu:

$$\frac{d^2\,u}{d\,x^2} + (\lambda + 2\,h^2 \cos 2\,x)\ u = 0.$$

Il diagramma rappresentato nella fig. 1 mostra le zone stabili (tratteggiate), ove si possono manifestare oscillazioni alla sola pul-

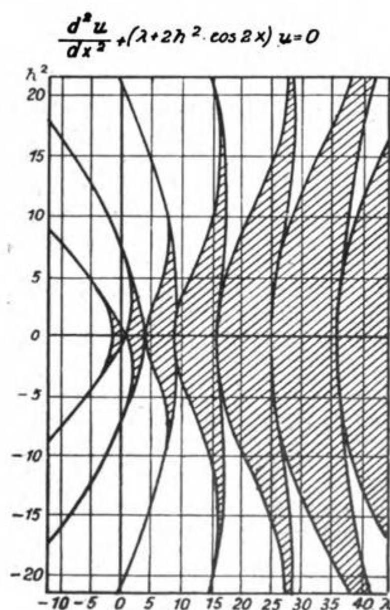


Fig. 1.

sazione di eccitazione $2\,\omega$, e le zone instabili (non tratteggiate), dove, accanto alle oscillazioni principali di pulsazione $2\,\omega$, si manifestano anche le oscillazioni secondarie, di pulsazione ω, nel campo delle possibili coppie di valori di λ e di h^2 (ambedue inversamente proporzionali ad ω^2). Le oscillazioni secondarie possono esistere in zone discrete di frequenza se la potenza di eccitazione è piccola, ed in zone estese, costituite dall'aggruppamento di zone discrete, se la potenza di eccitazione è rilevante. L'esperienza ha convalidato che ciò si verifica nella gamma di frequenze compresa fra 200 e 4000 Hz.

Con l'aumento dello spessore della membrana, si ostacola la

possibilità dell'eccitazione sulla frequenza secondaria, ma si peggiorano le qualità di riproduzione dell'altoparlante.

Secondo il ritrovato, si elimina, fino alle maggiori potenze, l'eccitazione del suono rauco, foggiando la membrana dell'altoparlante, anzichè a cono, secondo una superficie di rotazione non sviluppabile in un piano, la quale cioè non possa contenere alcuna linea retta; si dirime pertanto la causa prima dell'instabilità del regime oscillatorio della membrana, e l'altoparlante, a membrana non sviluppabile, di cartone pressato, assume in definitiva una curva di fedeltà di riproduzione molto più perfetta che non quella relativa agli altoparlanti finora impiegati. *M. S.*

Generatore di oscillazioni a magnetron.

Brevetto italiano n. 322830 (N. V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven). - Patente dal 21-7-1934. - Pubblicato il 26-11-1934. - Diritto di priorità dal 6-9-1933 (Paesi Bassi).

Uno dei sistemi più frequentemente impiegati per generare oscillazioni di altissima frequenza è quello basato sull'uso di un magnetron (fig .1), dotato di un catodo C e di due anodi A_1, A_2, disposti simmetricamente rispetto al catodo: i due anodi vengono connessi ai poli opposti di un circuito oscillatorio, il cui centro è polarizzato positivamente rispetto al catodo. Supposte innescate le oscillazioni, per effetto delle medesime, durante un mezzo periodo l'anodo A_1 acquista una tensione maggiore di quella dell'anodo A_2: gli elettroni emessi dal catodo si dirigono perciò verso l'anodo A_1, ma, deviati dal campo magnetico eccitato da apposita bobina (non

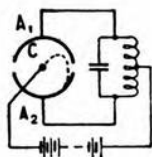


Fig. 1.

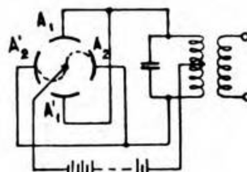


Fig. 2.

rappresentata nella figura), vanno a cadere sull'anodo A_2, dopo aver percorso una traiettoria del genere di quella indicata a tratteggio. Tale afflusso di elettroni all'elettrodo avente il potenziale inferiore consente la persistenza delle oscillazioni.

La frequenza delle oscillazioni così prodotte è evidentemente limitata a quel valore massimo, per il quale la durata del percorso degli elettroni dal catodo agli anodi acquista l'ordine di grandezza di un semiperiodo dell'oscillazione stessa.

Secondo il ritrovato, il medesimo procedimento di produzione di oscillazioni per mezzo di un magnetron consente una notevole estensione nella gamma delle frequenze più elevate, se il tubo elettronico vien dotato di più anodi A_1, A_2, A'_1, A'_2 (fig. 2), simmetrica-

mente disposti intorno al catodo C, e se si collegano fra loro, all'interno od all'esterno del tubo, tutti gli anodi di ordine pari A_1, A'_1, e rispettivamente tutti quelli di ordine dispari A_2, A'_2. La nuova disposizione permette sostanzialmente di far percorrere agli elettroni traiettorie notevolmente più brevi, nel passaggio dal catodo agli anodi, e perciò di poter senza danno accorciare la lunghezza d'onda propria del circuito oscillatorio connesso a questi ultimi. *M. S.*

Sistema di modulazione di onde cortissime.

Brevetto italiano n. 323027 (A. Esau e O. Pfetscher, Jena). - Patente dal 6-8-1934. - Pubblicato il 4-12-1934. - Diritto di priorità dall'11-8-1933 (Germania).

Le condizioni di funzionamento dei dispositivi adatti a generare oscillazioni a frequenze elevatissime, con l'impiego di tubi elettronici, secondo il metodo di Barkhausen e Kurz, sono, come è noto, molto critiche: dal valore delle tensioni applicate al tubo elettronico dipende strettamente il valore della frequenza ottenuta. Riesce pertanto assai difficile ottenere modulazioni profonde, se si opera secondo i metodi usuali di modulazione.

Si raggiungono risultati molto migliori, secondo il ritrovato, provvedendo alla modulazione in un punto di una linea bifilare ad onde puramente stazionarie, oppure di una linea di trasporto della energia, dato che tali linee esistono sempre nei trasmettitori ad

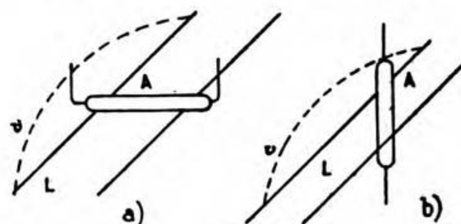


Fig. 1.

onda cortissima: si prevede cioè di variare in quel punto, col ritmo delle correnti di modulazione, il valore dell'ammettenza di dispersione, ohmica capacitiva od induttiva, esistente fra i conduttori della linea considerata. Evidentemente una siffatta modulazione dovrà essere effettuata in un punto ove si presentino un ventre di tensione e un nodo di corrente delle oscillazioni.

Allo scopo, si possono ad esempio introdurre in un tratto della linea due conduttori di carbone, sui quali si appoggia un'asticella trasversale, anch'essa di carbone: si forma così una derivazione a contatti microfonici e si varia, col ritmo dei suoni, la dispersione ohmica della linea.

Si può anche introdurre una dispersione capacitiva variabile, disponendo in prossimità della linea, e trasversalmente ad essa, una

lastrina metallica oscillante, secondo il suo asse longitudinale, col ritmo delle oscillazioni di bassa frequenza.

Risultati di gran lunga più efficaci si ottengono disponendo trasversalmente alla linea *L* (fig. 1 *a*, *b*) una lampadina a luminescenza *A*, la cui luminescenza sia comandata dalle correnti di bassa frequenza della modulazione. Naturalmente la lampada deve essere separatamente e permanentemente mantenuta in uno stato di luminescenza iniziale, e ciò si può ottenere, sia con correnti continue ausiliarie, sia con la medesima corrente di alta frequenza, derivando il circuito ausiliario direttamente dalla linea in un ventre di corrente.

M. S.

Antenna direttiva.

Brevetto italiano n. 323215 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 16-6-1933. - Pubblicato il 12-12-1934. - Diritto di priorità dal 2-7-1932 (Marconi Co. e C. S. Franklin, Gran Bretagna).

Il ritrovato concerne un aereo a direttività unidirezionale di costruzione assai semplice. Esso consta (fig. 1) di numerose « spire » *ABCD*, *EFGH*, ... , *VXYZ*, connesse da conduttori usualmente orizzontali *DE*, *HL*, ... , stesi nella direzione principale della propaga-

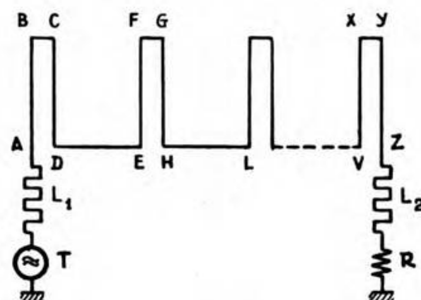


Fig. 1.

zione. Le spire sono formate da tratti di filo disposti normalmente alla direzione principale di propagazione, *AB*, *CD*, *EF*, *GH*, ... , *VX*, *YZ*, lunghi pressochè un quarto di lunghezza d'onda, e mantenuti, coppia a coppia, molto vicini; le aperture *BC*, *FG*, ... , *XY* possono ad esempio assumere il valore di un ventesimo di lunghezza d'onda. La distanze *AE*, *EL*, ... fra le spire consecutive valgono anch'esse un quarto di lunghezza d'onda, e perciò i tratti orizzontali hanno una lunghezza pari ad un quarto di lunghezza d'onda diminuito dell'apertura della spira: nell'esempio citato i tratti orizzontali avrebbero una lunghezza di un quinto di lunghezza d'onda.

L'aereo è alimentato in *A* dal trasmettitore *T*, attraverso una linea L_1 di trasporto, mentre l'estremità opposta *Z* dell'aereo viene messa a terra attraverso una linea L_2 ed un'impedenza *R* pari alla

impedenza induttiva che l'aereo offre per la frequenza di alimentazione: l'aereo stesso risulta pertanto sede di onde puramente progressive dall'inizio A al termine Z.

Le correnti ai termini D, H, ... , Z delle singole spire sono evidentemente pressochè opposte di fase alle correnti esistenti agl'inizi A, E, ... , V delle spire medesime; le correnti nelle spire successive hanno invece una fase via via ritardata di tre quarti di periodo. Osservando la conformazione geometrica dell'aereo si intuisce pertanto come l'aereo stesso si comporti a guisa di una sequela di oscillatori in quarto d'onda (uno per spira), nei quali abbiano sede oscillazioni sfasate successivamente di 270°; si ottiene così una irradiazione unidirezionale nel solo verso dal termine Z all'inizio A dell'aereo.

Se l'estensione AZ dell'aereo è sufficientemente grande a paragone della lunghezza d'onda, le correnti giungono al termine Z con un'attenuazione notevole, determinata principalmente dallo stesso irradiamento dell'aereo, e si può allora omettere la connessione verso la terra (L_2, R): le onde stazionarie che si formano per riflessione non hanno un'entità tale da perturbare sensibilmente il diagramma direttivo.

Intercalando nei tratti orizzontali DE, HL,... fili di trasporto lunghi mezza lunghezza d'onda, e piegati in modo da annullare il loro irradiamento, si ottiene senz'altro il rovesciamento del diagramma direttivo, e cioè del verso principale di irradiazione.

Il proporzionamento delle spire può anche essere un po' diverso da quello sopra menzionato, senza che risulti infirmato il modo di funzionare dell'aereo. Anzi, con convenienti proporzionamenti, si riescono a stabilire aerei sufficientemente efficienti su zone di frequenza abbastanza vaste. *M. S.*

Circuito filtro per ricevitori.

Brevetto italiano n. 323337 (Hazeltine Corp. Inc., Jersey City). - Patente dall'11-8-1934. - Pubblicato il 17-12-1934. - Diritto di priorità dal 12-8-1933 (D. E. Harnett, S. U. A.).

Il ritrovato ha per oggetto un particolare circuito, nel quale, per mezzo di un unico condensatore variabile, è possibile ottenere il contemporaneo accordo di due circuiti oscillatori, su due frequenze variabili e differenti di una quantità costante: esso può trovare un'applicazione particolarmente utile nei ricevitori a cambiamento di frequenza. Il principio è il seguente (fig. 1): il condensatore variabile C_2 è connesso ad un circuito dotato di due rami in parallelo, il primo comprendente l'induttanza L_2 secondaria dell'accoppiamento di entrata (L_1, L_2) ed un'eventuale induttanza aggiuntiva L', il secondo comprendente il condensatore di limitazione C_3, l'induttanza L_3 e l'eventuale condensatore aggiunto C_4.

Se la frequenza propria di accordo del circuito oscillatorio C_2, C_3, L_3, C_4 è molto superiore a quella del circuito C_2, L_2, L', il complesso delle induttanze L_2, L' costituisce una reattanza induttiva molto grande in derivazione sul primo circuito oscillatorio, mentre

il complesso dei condensatori C_3, C_4, in serie con l'induttanza L_3, determina una elevatissima reattanza capacitiva in parallelo sul secondo circuito oscillatorio. Il condensatore C_2 può pertanto assolvere bene al suo compito di accordare contemporaneamente i due

Fig. 1.

circuiti oscillatori senza reciproca influenza, e mentre la differenza delle frequenze proprie dei circuiti rimane costante, in virtù della presenza del condensatore di limitazione C_3. Inoltre, mentre sulle armature del condensatore variabile C_2 esistono ambedue le tensioni oscillanti di diversa frequenza, ai capi dell'induttanza L_3 è praticamente presente solo la tensione a frequenza più alta, relativa al circuito C_2, C_3, L_3, C_4. Pertanto l'induttanza L_3 può senz'altro essere connessa allo spazio griglia-catodo di un tubo elettronico B, per la generazione delle oscillazioni locali, mentre il condensatore C_2 può essere connesso allo spazio griglia-catodo di un

Fig. 2.

tubo elettronico A, il quale compia la rettificazione delle correnti oscillanti introdotte nell'accoppiamento L_1, L_2 e mescolate con l'oscillazione generata localmente.

Nella fig. 2 risulta lo schema relativo all'entrata di un ricevitore a cambiamento di frequenza, dove sono segnati con lettere uguali gli elementi corrispondenti. Nel caso particolare, il tubo B per la generazione delle oscillazioni locali a frequenza più elevata, ha un carico anodico formato da un circuito che si comporta come

una resistenza ohmica pura, e la reazione è affidata all'accoppiamento magnetico fra le bobine L_3 ed L_4. Il condensatore C_n permette di neutralizzare l'effetto di reazione delle oscillazioni locali verso l'antenna. Il condensatore C_4, in parallelo alla resistenza R_4, permette la limitazione delle correnti di griglia del tubo elettronico generatore *B*. Il condensatore C_p, disposto sostanzialmente in parallelo all'induttanza L_3, consente di migliorare l'effetto di limitazione nel campo delle frequenze più basse, in modo da ottenere, anche in tale campo, una differenza costante fra le due frequenze proprie di oscillazione dei circuiti accordati.

Fig. 3.

La fig. 3 rappresenta uno schema perfettamente analogo a quello della fig. 2, nel quale un unico tubo elettronico a più griglie, agendo da mescolatore, adempie complessivamente alle funzioni dianzi separatamente affidate ai due tubi elettronici *A* e *B*: in corrispondenza della terza griglia del tubo si forma un catodo virtuale ad emissione oscillante con la frequenza generata localmente, e tale emissione viene controllata dalle oscillazioni della segnalazione, applicate alla quarta griglia. Questo circuito si rivela particolarmente efficiente se esso viene proporzionato, ad esempio, per ricevere segnali compresi nella gamma da 500 a 1500 kHz, con generazione di oscillazioni locali comprese nella gamma da 5300 a 6300 kHz, così da ottenere battimenti alla frequenza costante di 4800 kHz. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Apparecchiatura a quarzo per il rilievo oscillografico di pressioni.

Il dispositivo, costruito dalla ditta Allocchio Bacchini e C. di Milano, utilizza le proprietà piezoelettriche del quarzo, per tradurre le pressioni in differenze di potenziale, che vengono poi amplificate e registrate fotograficamente per mezzo di un amplificatore elettronico per corrente continua e di un oscillografo.

Per la grande prontezza con la quale il fenomeno piezoelettrico si manifesta, l'apparecchiatura è adatta al rilievo di variazioni di pressione anche rapidissime ed è perciò suscettibile di notevoli applicazioni specie nei casi in cui i registratori meccanici, a causa delle masse in movimento, non possono seguire con fedeltà le variazioni stesse.

Due cilindri di quarzo piezoelettrico, ottenuti tagliando i cristalli in modo che l'asse geometrico del cilindro risulti parallelo alla direzione dell'asse elettrico del cristallo, sono racchiusi entro una capsula di acciaio (fig. 1). Tra essi è interposta una piastrina dello stesso metallo, connessa alla griglia del triodo di entrata dell'amplificatore. Le basi elettronegative dei cilindri combaciano con la piastrina, mentre quelle elettropositive sono connesse elettricamente tra loro attraverso la massa della capsula, la quale a sua volta è unita al polo negativo del filamento dello stesso triodo. Esercitando perciò una pressione sui quarzi si comunicano alla griglia potenziali negativi rispetto al filamento. La pressione da misurare viene applicata al bottone *B* e si trasmette ai quarzi per mezzo dell'asta *A* e della piastrina *P*. La capsula si avvita, mediante il collo filettato *C*, al telaio sede della reazione.

Al fine di ridurre al minimo la dispersione delle cariche elettriche liberate dai quarzi, l'isolamento della connessione tra la piastrina e la griglia è ottenuto mediante sostegni di ambra ridotti al numero strettamente indispensabile.

L'amplificatore è a due stadi; nel primo è montato un triodo particolarmente adatto per misure elettrometriche, cioè con caratteristiche costruttive atte a ridurre in modo notevolissimo la corrente di fuga della griglia.

Questa corrente è dovuta a numerose cause; Metcalf e Thompson (1) l'attribuiscono ai seguenti fenomeni: perdita di cariche elet-

(1) G. F. Metcalf e B. J. Thompson: Phys. Rev., 1930, XXXVI, p. 1489.

triche lungo il vetro ed i supporti isolanti; presenza di ioni positivi formatisi dalle molecole del gas residuo; emissione termoionica della griglia, dovuta al riscaldamento per irraggiamento da parte del filamento; emissione di ioni positivi dal catodo; emissione di fotoelettroni dalla griglia a causa della luce emanante dal catodo; emis-

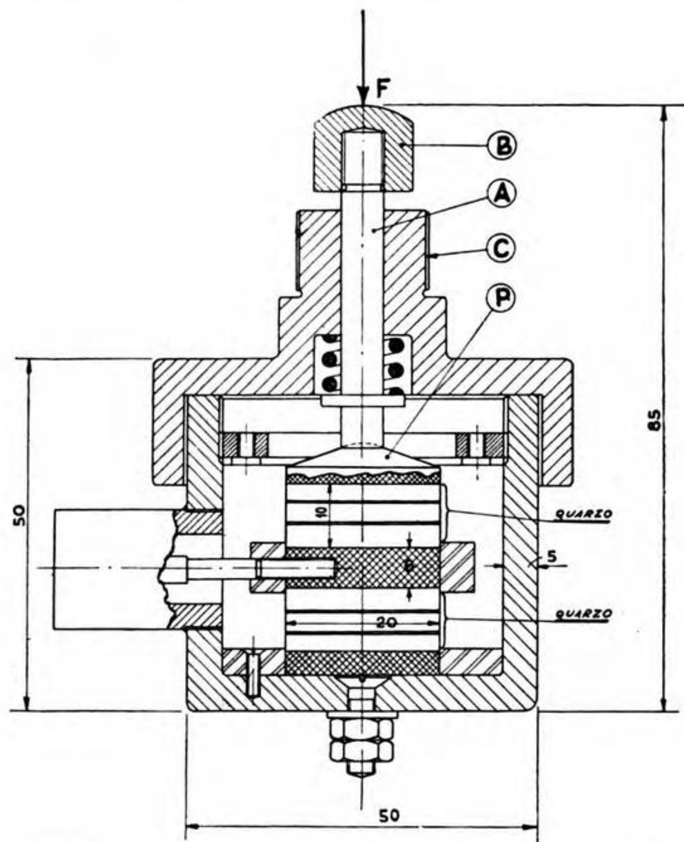


Fig. 1. — Capsula contenente i quarzi. (Le dimensioni sono indicate in mm).

sione di fotoelettroni dalla griglia per la presenza di raggi X, di onda molto lunga, irradiati dalla placca colpita dagli elettroni emessi dal filamento.

Nei triodi destinati ad usi elettrometrici, le cause suddette si riducono, ed anche in gran parte si eliminano, con vari accorgimenti. Si adottano anzitutto, per la griglia, sostegni di quarzo molto lunghi e disposti in modo da non essere contaminati dalla deposizione di particelle emesse dal catodo, ed inoltre l'uscita della con-

nessione di griglia dal bulbo è fatta alla sommità del tubo, cioè nel punto più lontano dalle uscite degli altri elettrodi. La ionizzazione

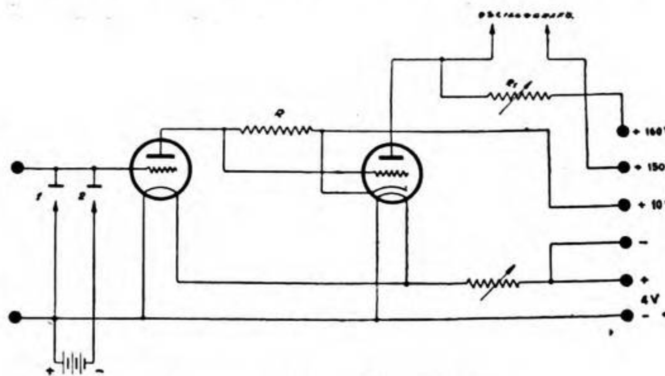


Fig. 2. — Schema dell'amplificatore.

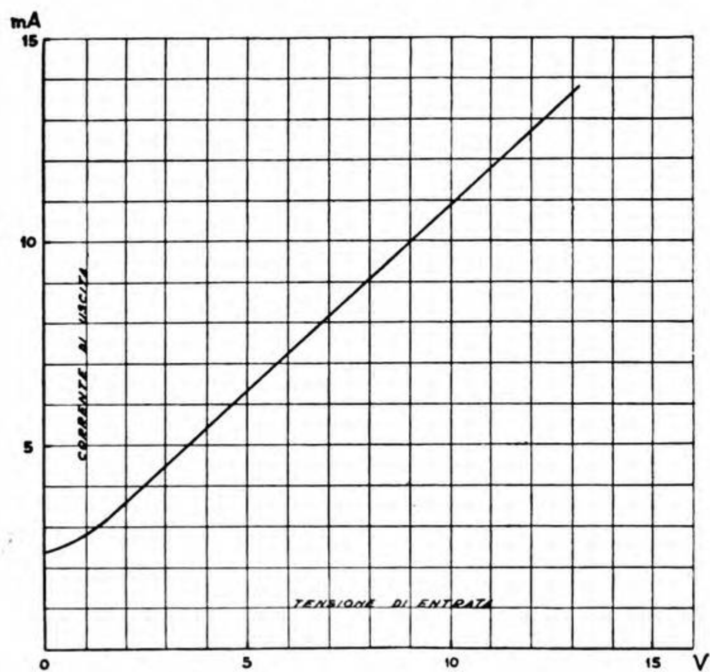


Fig. 3. — Curva di taratura dell'amplificatore.

delle molecole del gas residuo viene evitata usando il tubo con tensioni anodiche molto basse, inferiori al potenziale di ionizzazione del

gas residuo: ordinariamente la tensione anodica è di 6 ÷ 7 volt. La potenza consumata in calore nel filamento è tenuta assai bassa, quindi l'emissione di elettroni dalla griglia, per riscaldamento, è trascurabile. Quanto agli ioni positivi emessi dal filamento, si può provvedere a trattenerli con una griglia (posta tra il filamento e la

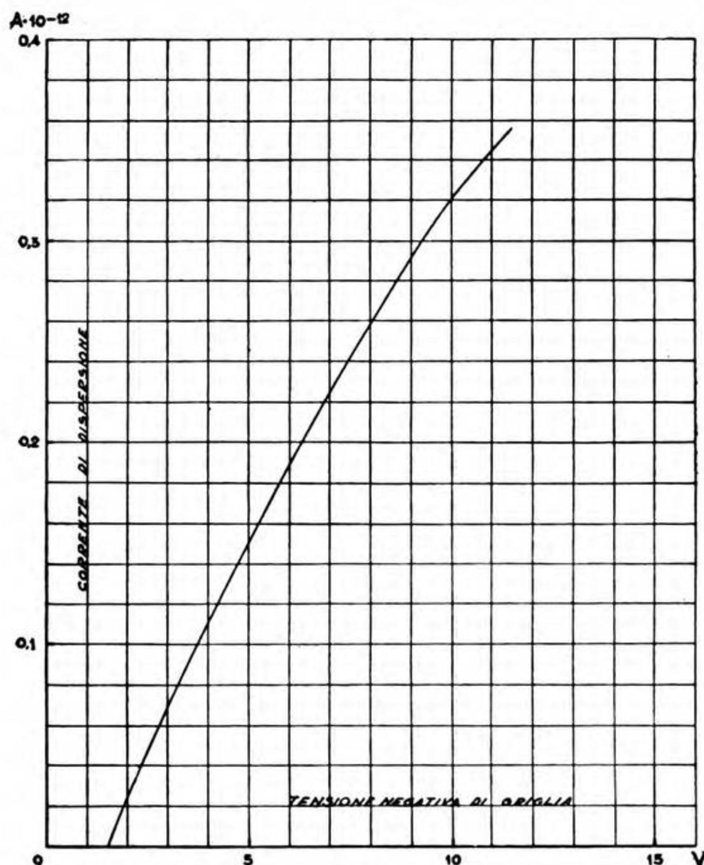


Fig. 4. — Andamento della corrente di dispersione in funzione della tensione applicata all'entrata.

ordinaria griglia di controllo) portata ad un potenziale leggermente positivo (circa 4 volt); ma nell'apparecchio qui descritto tale disposizione non è stata ritenuta necessaria. In fine, l'uso di filamenti rivestiti di ossidi di metalli alcalino-terrosi, permettendo di operare a basse temperature, evita l'effetto fotoelettrico dovuto alla luce del filamento, mentre l'emissione di fotoelettroni provocata dai raggi X è ridotta con l'impiego di tensione anodica assai bassa.

Lo schema dell'amplificatore è riportato in fig. 2. Il triodo del secondo stadio è a riscaldamento indiretto, la griglia ed il catodo di questo sono connessi direttamente agli estremi della resistenza anodica del primo tubo cosicchè esso amplifica anche le variazioni permanenti della corrente nella R. Mediante regolazione della resistenza R_1 si può compensare attraverso l'oscillografo la corrente continua anodica di riposo del secondo tubo. I contatti 1 e 2 servono per comunicare alla griglia del tubo di entrata il potenziale

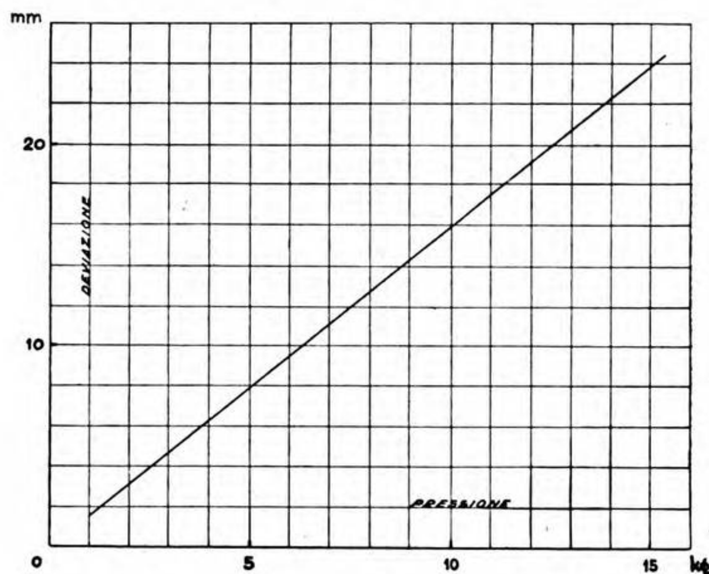


Fig. 5. — Curva di taratura del complesso.

zero oppure quello di una diecina di volt, e ciò permette il controllo della curva di risposta dell'amplificatore durante il corso dei rilievi.

L'amplificatore è montato in una cassetta metallica ermeticamente chiusa, che, oltre a schermare completamente i circuiti, ha il vantaggio di far funzionare allo scuro il triodo elettrometrico evitando eventuali effetti fotoelettrici. L'ambiente della cassetta è mantenuto asciutto da una sostanza essiccatrice, allo scopo di limitare la dispersione lungo le superficie isolanti.

La curva di risposta è rettilinea salvo il tratto compreso tra 0 e 1,5 volt circa (fig. 3), ma questo intervallo non è utilizzato che in piccola parte perchè la griglia del triodo elettrometrico, lasciata a sè, assume un potenziale prossimo ad 1 volt e quindi l'intervallo in cui si lavora ha come limite inferiore questo valore.

Una caratteristica che interessa conoscere è l'entità della dispersione delle cariche, relativa a tutto il complesso di conduttori

connesso alla griglia di entrata. Il diagramma di fig. 4 ne dà il valore in funzione del potenziale di griglia.

Tale diagramma si ricava nella seguente maniera. Si fornisce alla griglia una carica negativa, poi, mentre la carica si disperde, si registrano i potenziali assunti dalla griglia in funzione del tempo. I potenziali si ricavano con l'ausilio del diagramma di fig. 3, leggendo la corrente di uscita dell'amplificatore. Misurata la capacità di tutto l'insieme costituito dalla capsula, dalla griglia e dalle loro connessioni, si determina la corrente di dispersione come variazione della carica nell'unità di tempo.

La capacità ora detta, unitamente all'ampiezza dell'intervallo delle tensioni applicabili all'entrata dell'amplificatore, delimita il campo di misura delle pressioni. Questo campo, nell'apparecchio di

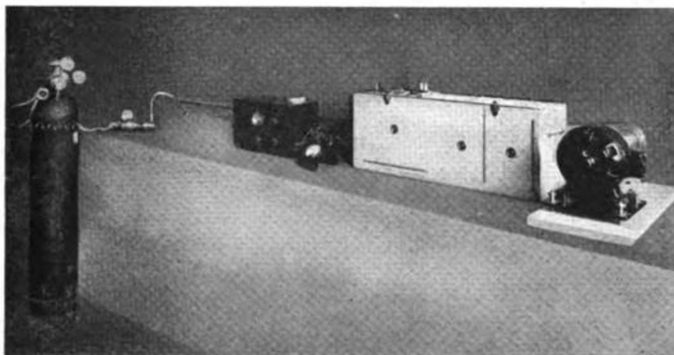


Fig. 6. — Vista dell'apparecchio in funzione.

costruzione normale, si estende da 0 a 15 kg; ma il limite superiore può essere portato a 300 kg aumentando, a bella posta, la capacità tra le connessioni dalla capsula all'amplificatore.

Nel caso che interessi registrare, non la pressione effettiva, ma solo le variazioni di questa, in più ed in meno, rispetto ad una pressione assunta come riferimento e compresa tra il massimo ed il minimo, è sufficiente che la capacità delle connessioni permetta di effettuare la misura soltanto nell'àmbito delle variazioni di pressione. Naturalmente, in questo caso, nella compressione iniziale dei quarzi la griglia del triodo elettrometrico assume un potenziale eccessivo per il regolare funzionamento dell'amplificatore; ma questo potenziale si può riportare ad un valore più opportuno, creando, momentaneamente, una forte dispersione delle cariche, per esempio toccando con un lungo filo di cotone o con una strisciolina di carta la connessione della griglia del triodo.

L'oscillografo è del tipo Duddell, a magnete permanente; la sua sensibilità è regolabile mediante una resistenza variabile posta in parallelo. L'illuminazione è ottenuta da una lampadina ad incandescenza racchiusa nell'apparecchio.

Il sistema ottico permette la visione diretta delle oscillazioni contemporaneamente alla registrazione fotografica. Lo scorrimento della pellicola è comandato da un motore elettrico, e la velocità è regolabile mediante due coni di pulegge.

Le deviazioni lette all'oscillografo sono proporzionali alle pressioni esercitate sui quarzi (fig. 5). La sensibilità massima dell'apparecchiatura corrisponde ad una deviazione, letta all'oscillografo, di circa 1,5 mm per 1 kg di pressione applicata ai quarzi. La minima durata di variazione di pressione registrabile con un errore in meno di circa 3 % è dell'ordine del millesimo di secondo.

La fig. 6 mostra l'apparecchio completo mentre registra la pressione a valle di un riduttore di pressione per bombole di gas.

Milano, giugno 1935-XIII.

Laboratorio Allocchio Bacchini.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

R. I. E. C. - Camera acustica assorbente. — Presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina a Livorno è stata costruita una camera acustica assorbente per poter eseguire misurazioni acustiche attendibili, non influenzate dalla riverberazione e da effetti di riflessione dell'ambiente.

La sua costruzione è stata basata sui seguenti principi.

È noto che, quando un'onda sonora incontra una discontinuità della resistenza acustica specifica $\rho\, c$ del mezzo in cui essa si propaga, subisce una riflessione parziale, di entità tanto maggiore quanto maggiore è stata la variazione relativa di $\rho\, c$; la parte di energia non riflessa, prescindendo dalle perdite, si trasmette nel mezzo di resistenza acustica variata.

Nel passaggio di un'onda sonora da un mezzo di $\rho\, c$ meno elevato ad uno di $\rho\, c$ più elevato, l'ampiezza della vibrazione prima ed in vicinanza della superficie di separazione è maggiore di quella immediatamente dopo la superficie di separazione. Per la continuità della materia si sviluppano perciò scorrimenti negli strati dei due mezzi posti in vicinanza della superficie di separazione, e, per attrito interno, una parte di energia si trasforma in calore.

Questa perdita può essere notevolmente esaltata facendo porosa la superficie di separazione. I pori di tale superficie possono essere rappresentati da tanti forellini a fondo cieco nei quali l'onda sonora incidente, per riflessioni multiple sulle pareti, si smorza successivamente, e solo una piccola parte trova la via di uscire, così che l'energia riflessa è di molto ridotta. L'energia rifratta non subisce la rifrazione tutta allo stesso piano medio di separazione dei due mezzi, ma per la presenza dei pori è rifratta in punti diversi e quindi con fase diversa da punto a punto. Questo fatto e la presenza degli scorrimenti suddetti generano somme vettoriali tra le pressioni sonore ed azioni tangenziali frenanti che, nel complesso, dànno anch'esse perdite e quindi diminuzione dell'energia acustica che si propaga nel secondo mezzo.

Per potere assorbente α si intende il rapporto:

$$\alpha = \frac{E_i - E_r}{E_i},$$

dove E_i rappresenta l'energia acustica incidente, ed E_r quella riflessa.

Tale potere assorbente α aumenta quando la resistenza acustica del secondo mezzo si avvicina a quella del primo, quindi anche

quando aumenta la porosità della superficie di separazione. Entrambe queste condizioni fanno sì che l'energia $E_i - E_r$ non venga trasmessa per intero nel secondo mezzo, ma una parte di essa si trasformi in calore.

Per camera acustica assorbente si intende un locale nel quale le pareti siano tali da non generare riflessioni apprezzabili dei suoni che le investono, tali cioè da assorbire la quasi totalità dell'energia acustica incidente.

Le pareti in muratura hanno una resistenza acustica molto maggiore di quella dell'aria; è quindi ovvio che, per ridurre l'onda riflessa, occorre rivestire le pareti stesse in modo tale che la variazione di resistenza acustica tra il primo ed il secondo mezzo non sia brusca, bensì graduale, passando dal valore della resistenza acustica dell'aria a quella della muratura con un andamento continuo.

L'onda sonora si smorza nello spessore del rivestimento, e la pressione sonora in funzione dello spessore ha un valore che decresce con legge esponenziale quando il coefficiente di assorbimento degli strati diminuisce pure con legge esponenziale. Il fenomeno di assorbimento dell'energia sonora è, sotto certi aspetti, paragonabile al raffreddamento di una corrente di fluido, ottenuto con un'altra corrente raffreddante. In questa analogia la temperatura della corrente da raffreddare corrisponde alla pressione sonora da ridurre; la differenza di temperatura tra le due correnti corrisponde al coefficiente di assorbimento acustico.

In base ad esperienze fatte su impianti esistenti è da ritenere che un rivestimento di una parete muraria con 30 cm di materiale adatto, avente un coefficiente di assorbimento sonoro variabile in funzione dello spessore con legge esponenziale, sia già sufficiente per assicurare un assorbimento notevolissimo dei suoni incidenti.

Dalla scelta conveniente dei materiali per costruire il rivestimento, dipende il valore del tempo di riverberazione dell'ambiente; per tale scelta è sempre opportuno eseguire misure sui materiali, e queste dovrebbero a loro volta effettuarsi in un ambiente opportunamente predisposto.

Poichè non è possibile variare in modo continuo il materiale in funzione dello spessore, si adottano strati di spessore finito di materiali diversi: precisamente, andando dalla muratura verso l'interno dell'ambiente, si sono usati nei rivestimenti della camera acustica assorbente attuata presso il R. I. E. C. i seguenti materiali:

a) 2 cm di insulite,

b) 3 cm di feltro,

c) 13 cm di cotone, in falde disposte parallelamente alla muratura,

d) 13 cm di cotone, in falde disposte normalmente alla muratura.

Data la grande porosità del cotone disposto come in *d*), è da ritenere che la sua resistenza acustica sia non molto maggiore di quella dell'aria; nello strato adiacente il cotone, disposto in falde parallele alle pareti, ha un coefficiente di assorbimento minore di

quello delle falde disposte come in *d*); seguono poi lo strato di feltro, con coefficiente di assorbimento ancora minore, sia perchè diminuisce la sua porosità, sia perchè aumenta la sua resistenza acustica, ed infine l'insulite, la quale è un impasto di segatura e colla che, oltre ad avere un coefficiente di assorbimento non molto diverso da quello della muratura, è anche un buon isolante termico e dell'umidità.

La stanza da rivestire aveva inizialmente le dimensioni di 3,50 m × 2,80 m × 3,00 m (fig. 1). La si è prescelta nello scantinato perchè fosse meno influenzabile dalle vibrazioni dell'intero edificio.

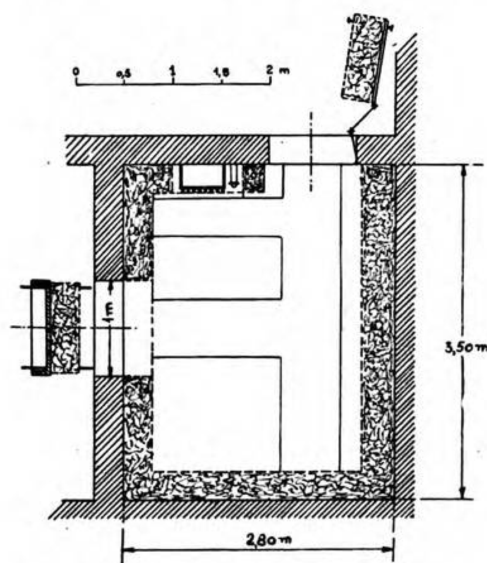


Fig. 1. — Pianta della stanza, col rivestimento.

Per proteggerla dall'umidità si sono cosparsi il pavimento e lo zoccolo con uno strato di calce su cui è stata fatta la catramatura.

L'impianto elettrico della stanza è completamente schermato, con schermo messo a terra. Il quadro dei morsetti è stato disposto in modo che questi risultino allo stesso livello del rivestimento, ed il tutto si è protetto con una cassetta in legno foderata internamente di amianto.

È stato praticato un vano di 1 m^2 nella parete tra la camera acustica ed una stanza contigua, e lo si è incorniciato in modo da accogliere un tappo quadrato per la chiusura. Questo vano può servire per la misura dell'isolamento acustico dei diversi materiali.

Il rivestimento della camera acustica è stato attuato nel modo seguente. Sulle pareti della camera sono stati murati un certo numero (circa 200) di tasselli di legno; su di essi si sono avvitati

listelli in modo da rinchiudere la camera in una ingabbiatura (fig. 2). Su questi listelli si sono fissati con chiodi di rame un primo strato di 1 cm di insulite e su di questo un secondo.

Sopra l'insulite è stato inchiodato lo strato di feltro e, sulle pareti laterali, lungo gli spigoli superiori della stanza si sono fissati altri larghi listelli di legno, avvitati (attraverso il feltro e l'insulite) su corrispondenti listelloni posti a paro del muro e fissati robustamente ad esso.

Tra i due listelloni trasversali è stata tesa una rete orizzontale di fili di ottone, posti alla distanza di 15 cm l'uno dall'altro, paralleli fra loro ed al soffitto, ad una distanza da questo di circa 13 cm.

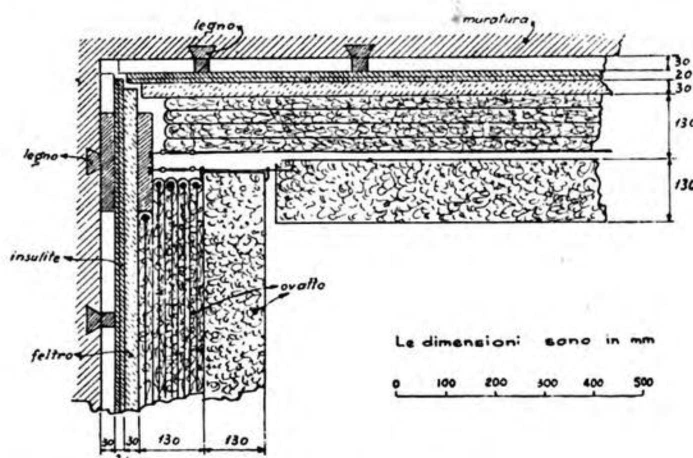


Fig. 2. — Sezione di uno spigolo superiore della stanza.

Ogni filo è munito di tenditore in modo da compensare facilmente eventuali cedimenti. Tra questa rete ed il feltro del soffitto si sono poste le falde di cotone parallele al soffitto stesso.

Un secondo strato di fili, parallelo al primo e distante da esso circa 3 cm, ma con fili posti alla distanza di 4 cm l'uno dall'altro, ha servito a sostenere falde di cotone lunghe circa 13 cm poste normalmente al soffitto. In vicinanza delle pareti longitudinali questi fili sono stati usati per appendervi altre falde di cotone, in modo da formare uno strato dello spessore di circa 13 cm di falde parallele alle pareti stesse. Alcuni fili tesi tra i listelli longitudinali, e posti in vicinanza delle pareti trasversali, hanno sostenuto falde di cotone così da costituire uno strato di falde parallele a queste ultime pareti.

Le falde di cotone normali alle pareti trasversali sono state adattate in lunghe strisce sorrette alle estremità superiori dai fili appartenenti alla seconda rete parallela al soffitto; esse occupano uno strato dello spessore di circa 13 cm. Le falde di cotone normali alle pareti longitudinali, in tutto analoghe alle precedenti, sono

state sorrette da ponticelli appesi tra due fili appartenenti alla rete suddetta, ed in direzione normale a questi. Ogni filo è stato munito di tenditore.

Il rivestimento del pavimento, identico a quello delle pareti e del soffitto, ha solo richiesto supporti laterali per le falde verticali

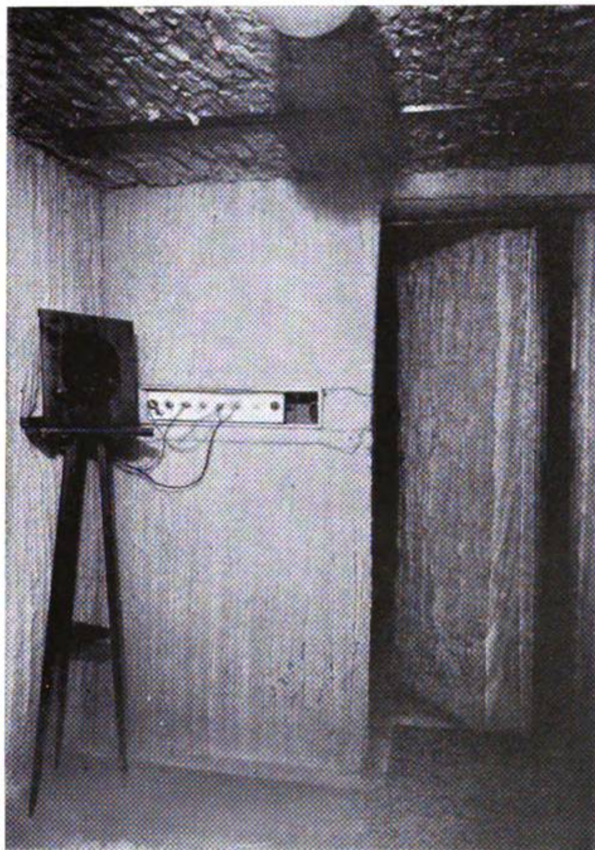


Fig. 3. — La porta e una delle pareti della camera assorbente.

di cotone, allo scopo di impedir loro di abbattersi lateralmente; tutto il resto è rimasto a posto per proprio peso.

Tre guide in legno, collocate allo stesso livello del rivestimento del pavimento, servono per transitare nella stanza. Queste guide sono sorrette da cavalletti murati nel pavimento dell'ambiente e sono ricoperte da uno strato di feltro, in modo da riuscire, compatibilmente con il loro uso, più acusticamente assorbenti possibile.

La porta (fig. 3) ed il tappo per chiudere la finestra (fig. 4) sono stati rivestiti in modo identico alle altre superficie della stanza; i contorni laterali della porta e della finestra, e dei vani ad esse relativi, sono stati ricoperti con tulle che costituisce rifinitura e mantiene a posto il rivestimento. La sistemazione della porta è stata

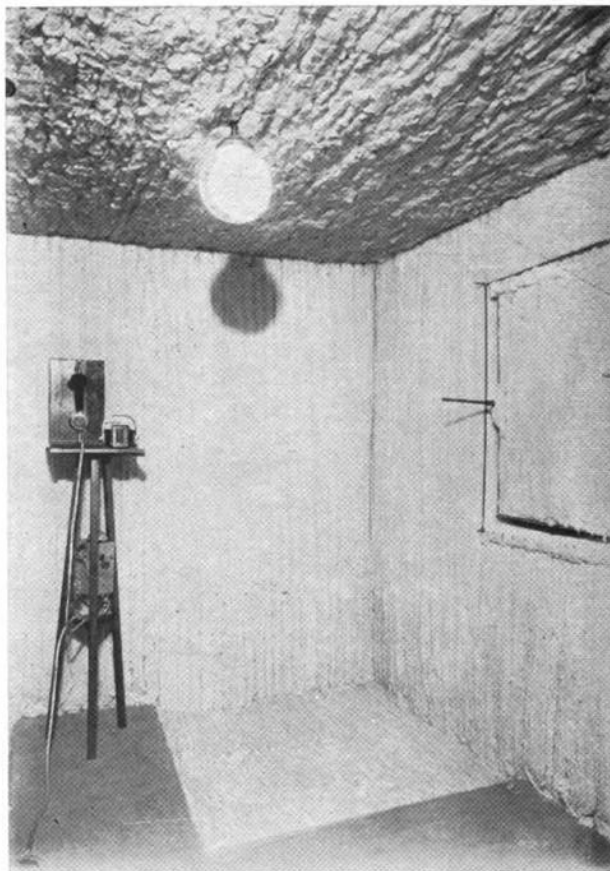


Fig. 4. — La finestra e le pareti attigue della camera assorbente.

fatta con un doppio sistema di bracci imperniati tra loro in modo che, a porta aperta, il vano, che questa occupa essendo chiusa, risulta completamente libero al passaggio. Il tappo per chiudere la finestra è capace di scorrere entro il rivestimento del vano, e può essere rimosso a mano serrandolo per mezzo di maniglie opportunamente predisposte.

Altre avvertenze sono state seguite per assicurare la circola-

zione d'aria; uno scalino permette di salire al livello delle guide della stanza, che sono un po' sopraelevate rispetto al pavimento della stanza contigua.

La camera acustica assorbente, in efficienza da oltre un anno, ha permesso di eseguire numerose misurazioni acustiche senza che gli effetti di onde stazionarie fossero apprezzabilmente molesti.

Essa ha un tempo di riverberazione minimo tale da non poter essere misurato con gli ordinari apparecchi. Parlandovi, si ha la stessa impressione come sulla vetta di una montagna, ove l'assenza di corpi riverberanti dà la sensazione del vuoto.

I principali usi della camera assorbente sono i seguenti:

a) misure di campo sonoro, senza temere che riflessioni delle pareti dell'ambiente diano luogo ad onde stazionarie nella camera stessa;

b) rilievo di caratteristiche di ricevitori e trasmettitori elettroacustici, in modo che su di essi e sull'apparecchio di controllo vada a colpire solo il suono diretto;

c) misura di proprietà direttive di sorgenti;

d) misure di isolamento acustico di materiali.

Per le misure *a*), *b*), *c*) sono state sistemate nel soffitto della stanza due sbarre metalliche che, dopo avere attraversato il rivestimento, sporgono in maniera da potervi appendere apparecchi o strumenti; si riduce così il più possibile l'accoppiamento meccanico di questi con altri apparecchi o strumenti posati sulle guide del pavimento.

Per le misure *d*) il materiale da esaminare viene posto in luogo del tappo a chiudere la finestra, e si fa investire da un suono emesso da una sorgente esistente nella camera acustica; allora il rapporto delle energie raccolte con due microfoni tarati, posti prima e dopo il materiale in esame, dà l'isolamento acustico di questo. Tali misure per altro possono essere eseguite, come è noto, anche in modi diversi.

E. P.



Lotta contro i rumori in Germania. — Affinchè la lotta contro i rumori raggiunga risultati concreti, occorre che siano attuate due condizioni preliminari: che sia noto il modo di definire e valutare il disturbo e che siano conseguentemente emanate norme aventi valore legale.

Gli studi e le ricerche sui rumori, che sono stati compiuti in questi ultimi anni con un notevole contributo da parte dei laboratori di acustica applicata tedeschi, ove si è formata una schiera di tecnici competenti, hanno condotto alla conoscenza sempre più precisa dei fenomeni, hanno fornito strumenti che consentono valutazioni obbiettive dei disturbi, ed hanno permesso di formulare i requisiti caratteristici che debbono essere soddisfatti, sotto il punto di vista di cui qui si tratta, sia nelle costruzioni edili sia nelle costruzioni meccaniche.

Tutto ciò ha reso possibile al legislatore tedesco di stabilire al-

cune norme abbastanza precise: il recente codice stradale contiene articoli che fissano le caratteristiche delle segnalazioni acustiche dei veicoli, il grado di silenziamento dei motori e le corrispondenti misure.

Si è così prescritto che la segnalazione acustica dei veicoli ordinari non dev'essere decisamente sgradevole, nè tale da potersi confondere con quella dei veicoli statali, sanitari, della polizia o con le segnalazioni dei treni e dei tram. Dal 1° maggio 1935 è inoltre obbligatoria la determinazione del livello di sensazione sonora: a 7 metri di distanza esso non deve essere superiore a 100 phon. Un articolo stabilisce che ogni veicolo sia opportunamente silenziato: il livello di sensazione sonora, ad una distanza di 7 metri, con il motore alla piena potenza, ad un numero di giri corrispondente alla velocità di 40 kilometri all'ora (o alla velocità massima, se questa è inferiore a quella indicata) non deve essere superiore a 85 phon. La misura si deve eseguire in una piazza, che abbia pavimentazione liscia e lucida, in modo da evitare anormali effetti di assorbimento e di riflessione.

Con queste ed altre disposizioni, il problema del silenzio viene ad essere affrontato nella sua complessità; su di esso vengono chiamati a convergere la collaborazione e l'interessamento di tutti coloro che per i più diversi motivi vi si trovano implicati.

A tale scopo, sotto il patrocinio del Ministero di Propaganda e Stampa, con l'appoggio dei Ministeri del Lavoro e delle Comunicazioni, è stata anche indetta in tutta la Germania dall'« Amt für Schönheit der Arbeit in der Deutschen Arbeitsfront » e dal « Reichsgemeinschaft der technisch-wissenschaftlichen Arbeit », in unione con altri enti tecnici, una settimana di lotta contro i rumori, che ha avuto luogo dal 6 al 12 maggio. Lo scopo principale era quello di interessare il grande pubblico a questi problemi, mostrando l'importanza dei rumori e la loro dannosa influenza sulla salute, sulla capacità di lavoro e nella vita sociale.

La propaganda, che si è svolta con i larghi mezzi attualmente a disposizione, si è spinta fino nei più lontani villaggi; in trenta delle maggiori città si sono organizzate manifestazioni volte ad illustrare specialmente l'aspetto tecnico della questione. Sono stati chiamati a collaborare a tale opera fisici, elettrotecnici e studiosi di diritto, nonchè le autorità di polizia e quelle più particolarmente preposte al traffico stradale.

Si è in conclusione cercato di rendere quanto più vasta è stato possibile la partecipazione all'iniziativa, ritenendo giustamente che la conveniente soluzione del problema, ormai d'importanza assai notevole, non può raggiungersi altrimenti che con un'azione concorde di tutta la collettività. *An. Gi.*

*

Convegno interprovinciale degli ingegneri radiotecnici delle province lombarde. — Durante la VII Mostra Nazionale della Radio e precisamente nei giorni 28 e 29 settembre, avrà luogo il II Convegno Interprovinciale degli Ingegneri Radiotecnici delle Province Lombarde.

I seguenti temi formeranno oggetto di discussione:

1°) alta qualità nella radiodiffusione e nella radioricezione,

2°) disturbi alle radioaudizioni e protezioni relative,

3°) normalizzazione delle parti componenti i radioricevitori,

4°) la televisione e lo stato attuale dell'industria relativa in Italia e all'estero.

Il primo degli argomenti prescelti sarà sviluppato con maggior estensione; verranno riesaminati e discussi i temi che formarono oggetto di precedenti riunioni dedicate alla medesima interessante questione. A trattarlo dal punto di vista della radiodiffusione sono stati invitati i tecnici dell'E. I. A. R.

Il secondo argomento, quello dei disturbi e delle relative protezioni, è anch'esso di notevole importanza poichè diventa ogni giorno più necessaria l'armonica convivenza della radiodiffusione e delle industrie elettriche delle correnti forti.

Il terzo problema « normalizzazione delle parti componenti i radioricevitori » verrà trattato da alcuni relatori appositamente prescelti, con riferimento ai principali problemi riguardanti l'ordinazione ed il collaudo delle parti componenti i radioricevitori.

Verranno infine illustrati lo stato scientifico odierno della televisione e l'attuazione tecnica di essa in Italia.

Si annuncia che le memorie, che verranno presentate nel prossimo convegno, saranno possibilmente pubblicate e distribuite in anticipo ai partecipanti e formeranno poi un volume di rendiconti.

Re.

*

Notizie varie commerciali. — La tendenza ad accelerare lo sviluppo della radiodiffusione ed a far crescere con ritmo più rapido la massa dei radioascoltatori costituisce un problema di non facile soluzione, giacchè il numero di abbonati oggi raggiunto è press'a poco dell'ordine di quello che altri servizi pubblici, paragonabili col servizio di radiodiffusione, dànno come indice della capacità economica della nazione, nè va trascurata l'osservazione che il numero degli ascoltatori è molto superiore al numero degli abbonamenti: per esempio l'Ente Radio Rurale calcola che i 6000 apparecchi da esso distribuiti interessino all'ascolto poco meno di un milione e mezzo di scolari, e lo stesso fenomeno si verifica nei vari ambienti di indole associativa creati dal Regime, come quelli dell'Opera Nazionale Dopolavoro.

L'E.I.A.R., oltre la penetrazione e la propaganda per mezzo della sua organizzazione di agenti e di pionieri, non trascura occasioni per favorire l'incremento più rapido degli abbonati: l'iniziativa del « giugno radiofonico » per offrire facilitazioni e premi agli acquirenti di nuovi apparecchi entro quel mese, svoltasi con risultati soddisfacenti mercè la collaborazione della Federazione Nazionale Fascista dei Commercianti di Ferro Metalli Macchine e Derivati e l'adesione dell'Associazione Nazionale Fascista fra gli Industriali Meccanici ed Affini, nonchè la riduzione delle quote di abbona-

mento per gli alberghi e per gli esercizi pubblici sono esempi pratici di attuazione di tale direttiva.

L'entrata in servizio della nuova stazione di Bologna e delle due grandi stazioni di Roma, che si stanno finendo di allestire, è sperabile abbia a dare un impulso anche più vivo a questo sviluppo, principalmente per il fatto che la possibilità di affidare ad una delle due stazioni di Roma la propaganda, in ispecie quella in lingue estere, consentirà un alleggerimento dei programmi e una loro più svelta attitudine ricreativa; il che procurerà maggior soddisfazione ai radioascoltatori.

Un altro impulso sarà dato dalla messa in commercio dell'« apparecchio popolare », per il quale la scelta del tipo unico presenterebbe il vantaggio che le differenti industrie potrebbero intraprendere la costruzione, e i commercianti effettuare la vendita, senza preoccupazioni di concorrenza.

Oltre l'adozione dell'apparecchio popolare, gioverebbero indubbiamente altresì la diminuzione delle spese di esercizio e l'applicazione di mezzi atti a facilitare l'acquisto di apparecchi anche di maggior costo. Questa facilitazione, che non può essere offerta altrimenti che prolungando la rateazione delle vendite, avrebbe bisogno della contemporanea assicurazione del credito ai commercianti; una via potrebbe esser quella dei consorzi esistenti, che hanno facoltà di esigere i pagamenti delle rate direttamente dalle amministrazioni dalle quali dipendono gli acquirenti.

Altro mezzo indubbiamente favorevole allo sviluppo della radiodiffusione è l'abolizione degli effetti dei disturbi industriali; è probabile che alla VII Mostra della Radio si provvederà quest'anno anche a dimostrazioni in questo campo. Sarebbe auspicabile che l'argomento, posto all'ordine del giorno del II Convegno Corporativo della Radio ed oggetto di studio da parti diverse, venisse sviluppato in modo da dar luogo a conclusioni efficaci. *M. C.*



Vol. IV - N. 4 Agosto 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après un aperçu général sur la multiplication de fréquence au moyen de tubes thermoioniques, on en deduit, à l'aide de quelques simplifications, les meilleures conditions qui doivent être réalisées pour le fonctionnement des tripleurs de fréquence à triodes et en particulier la valeur optimum de l'angle pour lequel le courant anodique s'annule. On expose ensuite le procedé à suivre pour établir le projet d'un tripleur. Enfin on compare les résultats expérimentaux avec ceux qui sont donnés par la théorie.

Après avoir exposé le principe de la méthode de mesure, on décrit le dispositif expérimental, on souligne les difficultés rencontrées dans sa réalisation et on indique comment elles ont été vaincues. On donne enfin les caractéristiques de lampes émettrices de 500 W, qu'on a relevées avec le dispositif décrit.

On décrit des installations et des méthodes pour la localisation des dérangements et la remise en fonctionnement des lignes et des appareils d'un réseau téléphonique urbain automatique. On expose en détail une nouvelle méthode pour contrôler pratiquement l'efficacité à la transmission et à la réception des postes d'abonné, ainsi qu'un système statistique pour compter les dérangements et les réparations au moyen de compteurs téléphoniques.

On résume l'état actuel de la question des perturbations causées par les installations électriques à la radiodiffusion, et on donne un aperçu des tendances qui se manifestent, soit dans le champ de la technique, soit dans celui de la législation et de la réglementation.

SOMMAIRE

Vol. IV - N. 4 Agosto 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS



CONTENTS

Vol. IV - N. 4 Agosto 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

INHALT



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - VIA MARCONA, 50 - MILANO - 1935-XIII

SOCIETÀ ITALIANA

PIRELLI

P C M

Conduttori elettrici isolati

Cavi telegrafici, telefonici e d'energia aerei, sotterranei e subacquei

Materiali isolanti

Accessori


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. IV - N. 5 (pubblicazione bimestrale) Ottobre 1935 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - Via San Paolo, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Ottobre 1935 - XIII N. 5

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.**

ABBONAMENTO ANNUO **L. 40** — ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
UN NUMERO SEPARATO » **10** — I (1932) L. **30**; II (1933) L. **40**; III (1934) L. **40**

SOMMARIO

Vol. IV Ottobre 1935-XIII N. 5

ALTA FREQUENZA

Sistemi di modulazione.

Nel più recente progresso degli impianti di trasmissione radiofonica hanno avuto notevole importanza, e come cause e come effetti, da una parte l'aumento della potenza delle stazioni, dall'altra il miglioramento della qualità della trasmissione.

L'aumento della potenza degli impianti ha richiesto che si affrontassero e si risolvessero, sia per gli elementi sia per i complessi delle apparecchiature, non pochi problemi costruttivi, fra i quali presentano rilievo preponderante le questioni inerenti ai rendimenti e all'attitudine a smaltire grandi quantità di calore senza eccessivo aumento di temperatura: questioni che, usuali nella tecnica delle correnti forti, in quella delle correnti deboli erano fino a poco fa generalmente trascurate o ritenute di secondaria importanza. Lo stadio di modulazione di un trasmettitore è sotto questo punto di vista una delle parti in cui questo nuovo indirizzo, nella mentalità stessa di chi si occupa di impianti radiotelefonici, ha portato una maggior messe di risultati: si possono citare fra gli altri l'introduzione del sistema a grado di modulazione costante (*floating carrier*), e lo sviluppo di quello a banda laterale unica e portante soppressa.

Il miglioramento della qualità della trasmissione ha richiesto anch'esso innovazioni forse meno appariscenti ma comunque importanti. Si sono introdotti i sistemi di riduzione ed espansione della gamma di ampiezze trasmissibili (*compressor, expandor, compandor*), con vantaggio del rapporto tra segnale utile e disturbi e della vera e propria fedeltà della riproduzione musicale. E, per migliorare la qualità anche rispetto alla gamma di frequenze e alla linearità della trasmissione, è stato sviluppato il sistema di modulazione in serie.

Le caratteristiche di questo sistema sono oggetto di un articolo dell'ing. Pontecorvo, nel quale la teoria del funzionamento di esso viene svolta con continui riferimenti a quella del sistema di modulazione in parallelo, assai più conosciuta, e si mette così in rilievo la stretta analogia tra i due. In un'appendice finale viene poi esaminato il problema della determinazione delle caratteristiche che deve avere un tubo elettronico per funzionare come modulatore con il sistema in serie, e si giunge a risultati di pratica utilità.

Anomalie nella propagazione del suono.

Allo sviluppo di ogni scienza positiva contribuiscono insieme la teoria e l'esperienza, ed ora l'una ora l'altra segnano la via ai progressi della conoscenza, suggerendo ipotesi, fornendo elementi e fenomeni nuovi all'investigazione. Ambedue sono necessarie, e il poter ricorrere di volta in volta all'una od all'altra fornisce il mezzo più efficace per progredire.

Nell'acustica, già da quasi un secolo era noto che la teoria ordinaria della propagazione del suono, basata su ipotesi valide solamente in modo approssimato, rappresentava i fenomeni in maniera molto semplificata in confronto con la realtà fisica: studi di carattere essenzialmente matematico avevano già mostrato alcune discordanze che si sarebbero dovute constatare tra le deduzioni della teoria ordinaria e i risultati sperimentali. A quei tempi non era tuttavia possibile verificare l'esattezza di simili conclusioni. Mancavano i mezzi, e perciò trattazioni di questo tipo, puramente teoriche e senza l'appoggio di dati sperimentali, erano state trascurate.

I progressi della tecnica e l'affinarsi dei mezzi di esperienza hanno ora allargato le nostre possibilità in modo tale da rendere evidente che la teoria ordinaria, come era stato previsto, riesce insufficiente in taluni casi.

Riprendere le antiche trattazioni talvolta poco note, completarle con quanto interessa più da vicino le necessità attuali, verificarne sperimentalmente le deduzioni, porre nuove domande, sono scopi che i ricercatori si sono proposti e vengono perseguendo. Il lavoro del dott. Fubini Ghiron vuole essere un contributo a quest'opera: contributo efficace, a parer nostro, per il vasto contenuto, e perchè vi è manifesto lo studio volonterosamente ed utilmente applicato per presentare l'argomento in modo adatto e proficuo anche a tecnici, che non abbiano interesse o possibilità di seguirne gli ampi sviluppi matematici, per altro assai felici.

Collaborazione di arte e scienza.

Avemmo già occasione (1) di segnalare quanto opportuna si manifesti la collaborazione di studiosi di rami differenti del sapere, e quanto fruttuoso possa riuscire l'interesse scambievole di cultori di scienze diverse. Siamo lieti ora di pubblicare un lavoro dell'ing. Ferrari, nel quale si ha un esempio di collaborazione della ricerca scientifica addirittura con un'arte, quella musicale: con la caratteristica peculiare che il tema interessa egualmente scienza e arte, cosicchè in questo caso l'artista non ha dovuto —

(1) A. F., 1934, III, p. 3.

come forse altra volta gli è parso — fungere quasi da strumento anche lui, ed il ricercatore non gli si è mostrato soltanto come preoccupato di scoprire meccanismi e fatti, che riguardano lui artista molto alla lontana e la cui analisi egli ritiene magari non cònsona agli interessi stessi dell'arte.

Il problema del « tocco » nel pianoforte, mentre concerne il fisico per il caratteristico assurdo che sembra a tutta prima presentare, è di importanza fondamentale per il pianista, cui verrebbe praticamente negata la possibilità di dar colore alle note, cioè negato proprio uno degli elementi fondamentali della sua arte, il giorno in cui venisse provata la inutilità della sua cura per il tocco: ed è di fondamentale interesse anche per i metodi didattici per l'insegnamento del pianoforte, nel quale finora l'educazione del tocco occupa uno dei primi posti.

Dal punto di vista tecnico il problema offre esempio tipico di una di quelle questioni, nelle quali la teoria matematica e fisica si è trovata dapprima in disaccordo con risultati pratici pur chiari e inequivocabili; finchè la ricerca sperimentale è giunta, con la constatazione di fatti nuovi prima trascurati, a dar ragione alla pratica.

Il senso del tatto e le vibrazioni.

Se poi dall'analisi scientifica dei fenomeni si passa alle applicazioni, un nuovo campo vastissimo si apre alla collaborazione fra gli studiosi delle varie scienze. I contatti dell'elettroacustica con la fisiologia e con la psicologia offrono messe di risultati pratici, ed i loro effetti riescono particolarmente fecondi.

Sono noti i dispositivi che consentono ai sordi di udire attraverso il senso del tatto: ad esempio, il « teletactor » di Gault è costituito da un microfono, un amplificatore e un ricevitore sul quale il sordo poggia le dita per percepire quanto vien pronunziato davanti al microfono. Lo studio e il perfezionamento di siffatti apparecchi, e dei fenomeni sui quali si fonda la loro azione, vengono perseguiti con assiduità, e non ne manca l'eco nella letteratura scientifica anche del nostro campo.

Una nota dell'ing. Hugony riferisce in questo fascicolo alcune esperienze da lui svolte sulla sensibilità del tatto umano alle vibrazioni, e riporta nuove determinazioni di curve di soglia e di livello di sensazione. A proposito delle quali non sarà inopportuno rilevare che l'analogia, segnalata dall'autore fra le curve stesse e quelle già note per il senso dell'udito, prevedibilmente non si manterrebbe — a quanto altri sperimentatori hanno già dimostrato — se il campo di paragone si estendesse oltre il limite massimo di frequenza (500 Hz), per cui le prove sono state compiute.

LA REDAZIONE.

MODULAZIONE ANODICA IN PARALLELO E IN SERIE

PAOLO PONTECORVO

Si passano in rassegna alcune caratteristiche della modulazione anodica dei trasmettitori radiotelefonici, confrontando le possibilità del sistema a corrente costante con quelle del sistema a tensione costante. In appendice si stabiliscono alcuni criteri per la scelta e la regolazione di tubi adatti al funzionamento come modulatori nel sistema in serie.

1. - Generalità.

Negli ultimi anni sono state introdotte, nella tecnica costruttiva dei trasmettitori radiotelefonici, numerose modificazioni tendenti a ottenere o l'aumento della complessiva efficienza o il miglioramento della qualità della trasmissione.

A questo secondo punto si ricollega l'orientamento che sembra affermarsi attualmente verso la modulazione anodica in serie.

Le correnti a radiofrequenza generate da un oscillatore di piccola potenza, generalmente comandato a quarzo, vengono amplificate in una serie di stadi intermedi, prima di giungere allo stadio finale capace di fornire all'antenna la potenza richiesta. In uno di questi stadi occorre modulare la potenza a radiofrequenza, in modo che l'ampiezza della corrente a radiofrequenza vari con la stessa legge della tensione a frequenza acustica che si vuole trasmettere. Ove lo stadio, in cui avviene la modulazione, sia uno di quelli intermedi, è altresì necessario amplificare ulteriormente la potenza da esso erogata, con opportuni amplificatori di correnti a radiofrequenza modulate.

La fedeltà di riproduzione (supposto il ricevitore perfetto) è subordinata essenzialmente a due requisiti del trasmettitore: linearità dei vari stadi, ed eguale amplificazione di tutte le frequenze laterali relative alla gamma acustica che si vuole trasmettere (1).

Per quanto riguarda lo stadio di modulazione sembra ormai accertata la superiorità della modulazione anodica in confronto con quella di griglia, a cagione del basso coefficiente di distorsione non

---

(1) Le distorsioni, che possono verificarsi negli impianti per comunicazioni elettriche, sono dovute essenzialmente:

a) a diverse attenuazione e velocità di propagazione delle correnti secondo la loro frequenza (e allora son dette comunemente distorsioni lineari);

b) alla presenza nei circuiti di elementi a caratteristica non lineare, quali nuclei ferromagnetici, tubi elettronici o altro (distorsioni di non linearità o, come spesso si dice, non lineari).

lineare. Negli stadi di amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate, si introducono notevoli distorsioni di non linearità, in grado tanto maggiore, quanto maggiore è la profondità della modulazione. Risulta pertanto opportuno limitare il numero degli stadi seguenti quello di modulazione, quando si voglia soddisfare a notevoli esigenze nei riguardi della bontà della trasmissione.

La limitazione del numero degli stadi a radiofrequenza modulata è anche necessaria per evitare la minore amplificazione relativa delle frequenze laterali, corrispondenti alle alte frequenze di modulazione. Questa minore amplificazione è dovuta alla diminuzione di impedenza presentata dal circuito antirisonante anodico (accordato, come è noto, sulla frequenza portante) per le frequenze laterali che da questa più si discostano.

Se la modulazione viene eseguita sull'anodo col sistema in parallelo, detto a corrente costante o di Heising, si hanno ottimi risultati, finchè la potenza da modulare è relativamente bassa, ma si incontrano apprezzabili difficoltà nella costruzione della induttanza di modulazione, per potenze superiori ad alcune centinaia di watt. Per trasmettitori di notevole potenza, ci si trova così di fronte a due esigenze contrastanti:

1) la necessità di eseguire la modulazione in uno stadio di bassa potenza, per ragioni costruttive;

2) la necessità di eseguire la modulazione su uno stadio di potenza elevata, per diminuire il numero di stadi amplificatori a radiofrequenza modulata.

L'attenzione dei costruttori si è perciò nuovamente rivolta al sistema di modulazione anodica in serie, o a tensione costante: sistema che, sebbene fosse noto da tempo, non aveva ricevuto notevoli applicazioni, forse per il soddisfacente funzionamento della modulazione in parallelo, finchè la potenza delle stazioni trasmittenti era relativamente limitata e minori erano le esigenze relative alla fedeltà della riproduzione.

Il grande vantaggio della modulazione in serie consiste nella possibilità di eliminare induttanze a nucleo di ferro e trasformatori a frequenza acustica, e di attuare la modulazione direttamente sullo stadio finale o su quello immediatamente precedente. La soppressione dell'induttanza e dei trasformatori a frequenza acustica, quali organi costosi e pesanti, è da ricercare soprattutto negli impianti non fissi: la diminuzione del numero degli stadi di amplificazione a radiofrequenza modulata migliora la linearità complessiva della trasmissione. Per quanto riguarda il comportamento in relazione con la frequenza, il sistema in serie è praticamente perfetto, e si dimostra pertanto particolarmente indicato nei casi in cui è richiesta la uniforme trasmissione di estesissime gamme di frequenza.

Di fronte a questi vantaggi la modulazione in serie presenta anche inconvenienti: nelle considerazioni che seguono si confronteranno i due sistemi mettendo in rilievo le caratteristiche che, nei vari casi, possono far propendere per l'adozione dell'uno o dell'altro.

2. - Condizioni di funzionamento dei singoli tubi di uno stadio di modulazione anodica.

I due sistemi di modulazione anodica, in parallelo o in serie, presentano notevoli analogie; si ritiene perciò utile studiarne il comportamento contemporaneamente, mettendo in rilievo le caratteristiche comuni e quelle per cui si differenziano. Se anzi si prescinde in un primo tempo dalle considerazioni implicanti concetti di potenza e di rendimento, limitando l'esame al solo comportamento rispetto alle correnti variabili a frequenza acustica, e si suppone inoltre il modulatore privo di distorsioni, è possibile senz'altro dedurre la teoria del funzionamento in serie da quella del funzionamento in parallelo e viceversa, applicando la legge della dualità elettrica (2).

Si rammenta (3) (4) (5), che nella modulazione anodica il tubo modulato ha un'eccitazione di griglia a radiofrequenza, che viene mantenuta costante, mentre la tensione anodica varia a frequenza acustica intorno al valore che si ha in assenza di modulazione. È possibile regolare la tensione anodica, l'eccitazione e la polarizzazione di griglia dell'amplificatore modulato, in modo da attuare con sufficiente approssimazione le seguenti condizioni di funzionamento:

1) corrente anodica media proporzionale alla tensione anodica applicata al modulato;

2) corrente a radiofrequenza nel circuito oscillatorio anodico, proporzionale anch'essa alla tensione anodica applicata al modulato;

3) rendimento costante durante il ciclo a bassa frequenza.

La condizione 1) permette di sostituire idealmente il tubo modulato con una resistenza R_2 costante, per quanto riguarda il comportamento rispetto al modulatore. Si consideri lo schema di principio del sistema di modulazione (6) (7) (8):

---

(2) Il principio di dualità può così essere enunciato: dato un circuito elettrico, consideriamo il circuito che ne deriva, sostituendo le induttanze con capacità e viceversa, le resistenze con conduttanze e viceversa, e mettendo in parallelo fra loro gli elementi che sono collegati in serie e viceversa. Le equazioni che rappresentano il comportamento dei due circuiti sono eguali, purchè si sostituiscano le tensioni con le correnti, le induttanze con le capacità, le resistenze con le conduttanze e viceversa. [H. Siri de Villar: La dualité en électrotechnique - Écl. Él., 1901, XXVIII, p. 252].

(3) C. E. Fay: The operation of vacuum tubes as Class B and Class C amplifiers - Bell S.T.J., 1932, XI, p. 28.

(4) F. Marietti: Aumento della modulazione nei trasmettitori radiotelefonici - A.F., 1932, I, p. 516.

(5) A. Marino: Sulle caratteristiche di modulazione e di funzionamento dei tubi amplificatori a radiofrequenza - A.F., 1934, III, p. 541.

(6) W. T. Ditcham: Series modulation - Marconi Rev., 1933, 41, p. 1.

(7) G. Montefinale: Perfezionamenti nei modulatori per radiodiffusione - Rass. P.T.T., 1935, VII, p. 172.

(8) Ch. A. Culver: Series modulation - Proc. I.R.E., 1935, XXIII, p. 481.

in parallelo (fig. 1).

Rispetto alla alimentazione anodica i due tubi sono in parallelo ed hanno pertanto eguale tensione anodica V_1. Nel circuito di alimentazione anodica è posta, in serie col generatore, una induttanza L capace di mantenere approssimativamente costante la corrente totale (donde il nome di sistema a corrente costante).

in serie (fig. 2).

Rispetto alla alimentazione anodica i due tubi sono in serie ed hanno pertanto eguale corrente anodica I_1. Nel circuito di alimentazione anodica è posta, in parallelo col generatore, una capacità C sufficiente a mantenere costante la tensione totale (donde il nome di sistema a tensione costante).

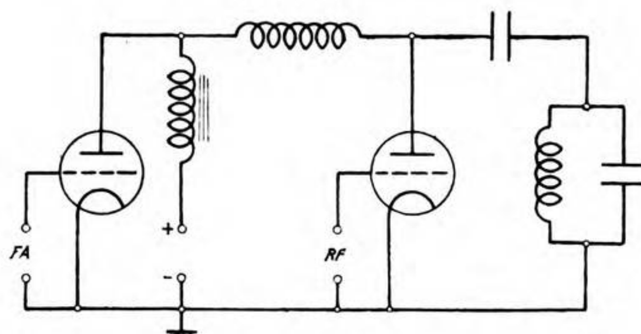


Fig. 1. — Schema di uno stadio di modulazione in parallelo. (*FA*: eccitazione a frequenza acustica; *RF*: eccitazione a radiofrequenza).

La tensione a frequenza acustica, impressa alla griglia del modulatore, produce variazioni:

nella corrente anodica del tubo stesso. Poichè la corrente totale deve mantenersi costante, la corrente anodica del modulato (valor medio delle successive pulsazioni a radiofrequenza) ha variazioni che sono il complemento, rispetto alla corrente totale, di quelle della corrente anodica del modulatore.

nella tensione tra anodo e catodo del tubo stesso. Poichè la tensione totale deve mantenersi costante, la tensione anodica del modulato (valor medio delle successive pulsazioni a radiofrequenza) ha variazioni che sono il complemento, rispetto alla tensione totale, di quelle della tensione anodica del modulatore.

In ambedue i casi la corrente a radiofrequenza nel circuito anodico del modulato, varia di ampiezza con frequenza acustica [in conformità con le condizioni 1) e 2)].

Da quanto precede risulta che il funzionamento di ognuno dei due tubi è identico nel sistema in serie e in quello in parallelo, qualora ogni tubo venga considerato isolatamente. Soltanto quando si

passi a esaminare il funzionamento complessivo dei due tubi e intervengano considerazioni sul grado di modulazione, sul rendimento e sulle potenze in giuoco, si notano le diversità dei due sistemi.

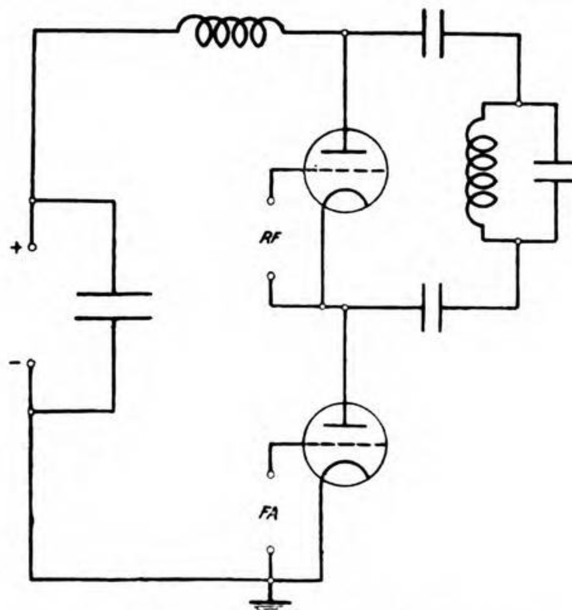


Fig. 2. — Schema di uno stadio di modulazione in serie.

3. - Condizioni di funzionamento complessivo di uno stadio di modulazione anodica.

Nel progetto di uno stadio di modulazione anodica si possono stabilire arbitrariamente, entro certi limiti, le condizioni di funzionamento di uno dei due tubi; le condizioni dell'altro ne restano quasi completamente determinate. In tutto quanto segue si supporrà di fissare il tubo modulatore e le sue condizioni di lavoro, e di avere un tubo di caratteristiche opportune per funzionare come modulato in combinazione con il modulatore scelto. Praticamente un solo tubo non potrebbe rispondere a questi requisiti comunque varino le condizioni di funzionamento del modulatore, ma si suppone che le caratteristiche necessarie possano sempre essere attuate cambiando il tubo modulato o le sue condizioni di lavoro.

Nella fig. 3 sono riportate le caratteristiche anodiche di un tubo modulatore. Siano:

V_1 , I_1	la tensione e la corrente anodica del modulatore,
V_2 , I_2	» » » » » » modulato,
V_{11} , I_{11}	la tensione e la corrente massime del modulatore,
V_{12} , I_{12}	» » » » » minime » » .

$R_1 = V_1/I_1$ la resistenza che il modulatore presenta alla corrente continua,

$R_2 = (V_{11} - V_{12})/(I_{11} - I_{12})$ la resistenza di carico anodico del modulatore, costituita dalla resistenza equivalente del modulato,

η_2 il rendimento del modulato, che si ammette costante.

Nelle varie formole l'indice p o s indicherà se si tratta di grandezza relativa alla modulazione in parallelo o in serie.

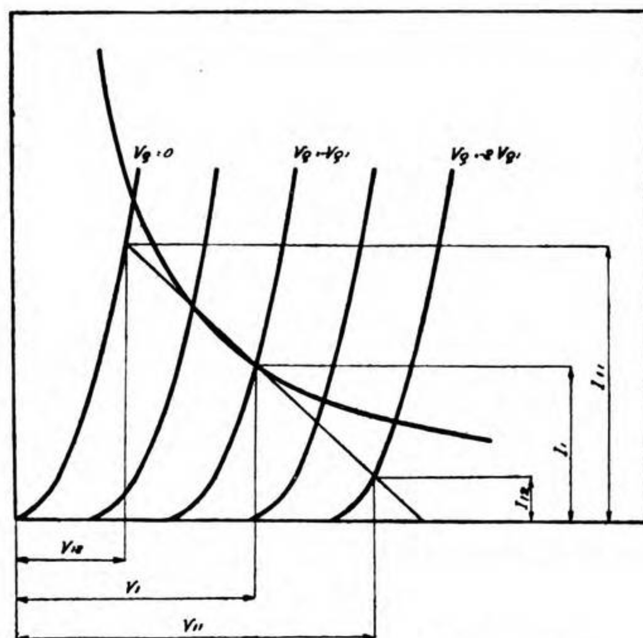


Fig. 3. — Caratteristiche anodiche di un tubo modulatore.

Supposto che il tubo modulatore possa dissipare la potenza P_d, si può tracciare nel piano V, I la iperbole $P_d = V_1 I_1 =$ cost., luogo dei punti di funzionamento che portano a tale dissipazione. Per ognuno di tali punti (individuato dalla tensione V_1, dalla corrente I_1 e a cui corrisponde una polarizzazione di griglia data dalla quota della caratteristica che passa per esso), le due condizioni:

a) coefficiente di distorsione massimo ammissibile d (9),

b) assenza di corrente di griglia,

(9) In tutta la trattazione che segue si intende per distorsione soltanto quella parte delle totali distorsioni dovute alla non linearità, che viene causata dal modulatore. Altre distorsioni sono introdotte nelle altre parti di un trasmettitore, ma non interessano qui in quanto non dipendono dal sistema di modulazione adottato.

fissano la pendenza della retta di carico anodico (e quindi la resistenza equivalente del modulato) e l'ampiezza massima della eccitazione di griglia del modulatore, da cui dipende il grado di modulazione. Il valore che è possibile raggiungere per quest'ultimo è:

$$K_p = \frac{I_{11} - I_{12}}{2\, I_2}. \qquad K_s = \frac{V_{11} - V_{12}}{2\, V_2}.$$

Se si nota che nella modulazione in parallelo è $V_1 = V_2$, e in quella in serie è $I_1 = I_2$, e si tiene conto della espressione già data per la resistenza R_2, si possono scrivere le due formole seguenti, che permettono di ricavare K_p e K_s, direttamente dalle caratteristiche anodiche, per ogni retta di carico che è possibile tracciare per il punto di lavoro:

$$K_p = \frac{V_{11} - V_{12}}{2\, V_1}. \qquad K_s = \frac{I_{11} - I_{12}}{2\, I_1}.$$

È importante notare che, se rimangono costanti, nei due casi di modulazione in parallelo e in serie, la potenza dissipata, la tensione anodica e il coefficiente di distorsione del modulatore, il rapporto K_p/K_s dipende dal punto di lavoro che si sceglie sulla iperbole P_a = cost. ed è sempre:

$$\frac{K_p}{K_s} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Il rendimento η dello stadio nel suo complesso varia con le condizioni di modulazione. È noto che in generale la profondità media di modulazione è assai lontana dal valore massimo che si può raggiungere: secondo il tipo di trasmissione il rapporto tra profondità media e massima varia tra 0,2 e 0,4. Chiamando m questo rapporto:

$$\eta_p = \frac{\eta_2\, V_2\, I_2}{V_1\,(I_1 + I_2)}\left(1 + \frac{m^2 K_p^2}{2}\right) \qquad \eta_s = \frac{\eta_2\, V_2\, I_2}{I_1\,(V_1 + V_2)}\left(1 + \frac{m^2 K_s^2}{2}\right)$$

$$= \eta_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{m^2 K_p^2}{2}\right) \qquad = \eta_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{m^2 K_s^2}{2}\right)$$

sono le espressioni del rendimento, rapporto tra potenza totale erogata e potenza assorbita, per il valor medio di K. Ponendo $m = 1$, si hanno i valori del rendimento ottenuto quando la profondità di modulazione è massima, e ponendo $K = 0$ si hanno i valori in assenza di modulazione. Il rapporto η_p/η_s dipende anche esso dal punto di lavoro sulla iperbole P_a = cost. e si ha, con semplici sostituzioni:

$$\eta_p \gtrless \eta_s \quad \text{secondo che è} \quad R_2 \lesseqgtr R_1.$$

La potenza totale erogata P_t è somma di due parti: una è corrispondente alla portante, l'altra, P_b, è la potenza addizionale, trasmessa soltanto durante la modulazione, relativa alle bande laterali.

Per la potenza totale si ha:

$$P_{tp} = \eta_p V_1 (I_1 + I_2) \qquad\qquad P_{ts} = \eta_s I_1 (V_1 + V_2)$$

$$= \eta_2 \frac{V_1^2}{R_2} \left(1 + \frac{m^2 K_p^2}{2} \right) \qquad\qquad = \eta_2 I_1^2 R_2 \left(1 + \frac{m^2 K_s^2}{2} \right).$$

In modo analogo a quanto avviene per il rendimento:

$$P_{tp} \gtreqless P_{ts} \quad \text{secondo che è} \quad R_2 \lesseqgtr R_1.$$

L'espressione della potenza sulle bande laterali è:

$$P_{bp} = \eta_2 \frac{V_1^2}{R_2} \frac{m^2 K_p^2}{2} \quad , \quad P_{bs} = \eta_2 R_2 I_1^2 \frac{m^2 K_s^2}{2} ,$$

da cui, nell'ipotesi che η_2 resti eguale nei due casi, si ricava:

$$P_{bp} = P_{bs} = P_b.$$

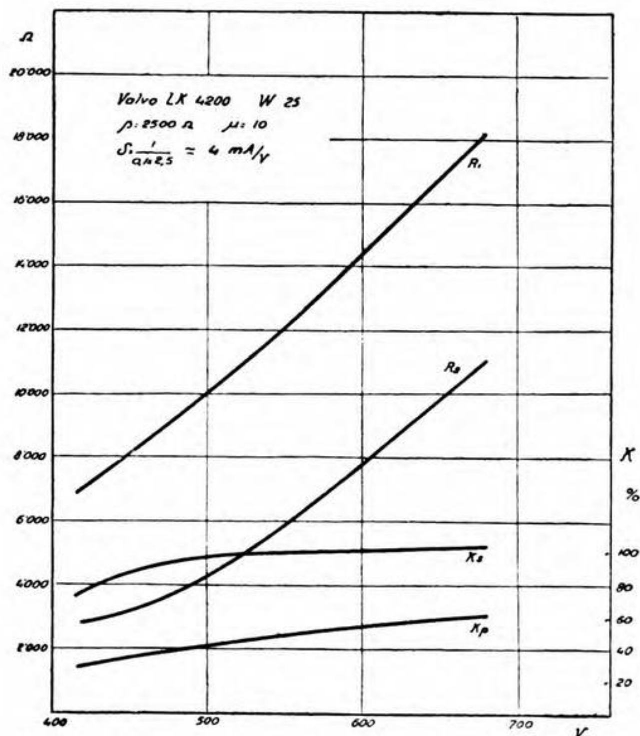


Fig. 4. — Andamento delle grandezze R_1 e R_2, e del grado di modulazione, a potenza dissipata costante.

Ciò può spiegarsi pensando che, tra i due sistemi, quello a maggior grado di modulazione ha minore rendimento: i due effetti si compensano, cosicchè rimane costante nei due casi la potenza erogata sulle bande laterali. La intensità di ricezione da parte di un ricevitore lineare, è proporzionale alla potenza trasmessa sulle bande laterali; il risultato precedente mostra pertanto l'equivalenza dei

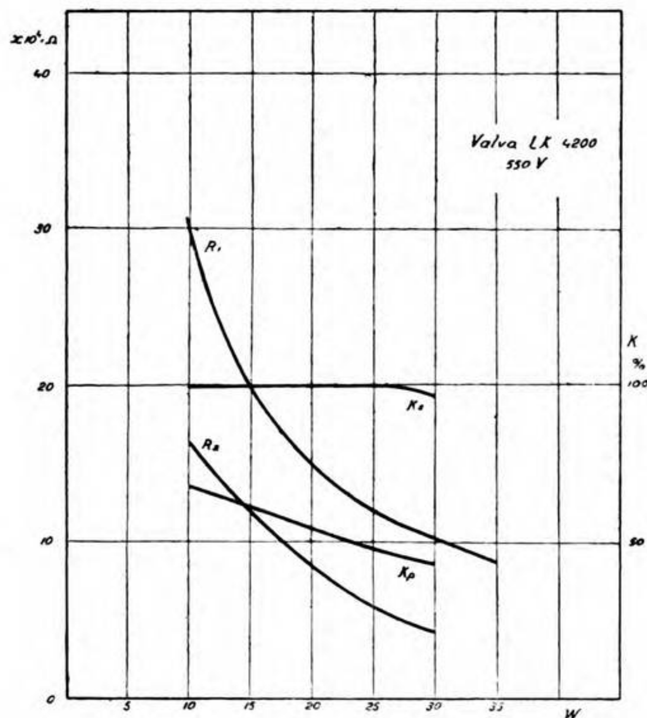


Fig. 5. — Andamento delle grandezze R_1 e R_2, e del grado di modulazione, a tensione anodica costante.

due sistemi sotto questo riguardo. Considerazioni di altro genere, riguardanti in particolar modo la potenza dello stadio di modulazione, potrebbero tuttavia far preferire il sistema a maggior grado di modulazione o quello a maggior rendimento.

Da quanto esposto risulta la necessità di conoscere i valori delle resistenze R_1 e R_2.

Scelto il tubo modulatore, e quindi la potenza che vi si può dissipare, la resistenza R_1 è funzione della tensione V_1 che si applica al modulatore:

$$R_1 = \frac{V_1^2}{P_d}.$$

Fissato il massimo grado di distorsione non lineare nel modulatore, anche la resistenza R_2 è funzione della tensione V_1. Per ricavare la legge di dipendenza, occorrono calcoli assai laboriosi, basati necessariamente su ipotesi relative alla forma delle caratteristiche, che non sono mai verificate con molta esattezza. Si è ritenuto pertanto preferibile, ricavare graficamente l'andamento di R_2 dalle caratteristiche anodiche di una serie di tubi. La fig. 4 riporta le curve di R_1 e R_2, e dei gradi di modulazione che si possono ottenere da un tubo Valvo LK 4200, ammettendo una distorsione del 5 % e dissipando 25 W. Nella fig. 5 sono riportate le variazioni delle stesse grandezze, mantenendo costante la tensione applicata di 550 V, e variando la potenza dissipata dal modulatore.

Anche per gli altri tubi esaminati, l'andamento è analogo e sempre avviene che R_2 sia minore di R_1, nel campo delle tensioni anodiche che possono essere sopportate dal tubo ([10]); il grado di modulazione che può essere raggiunto, pur dipendendo dal tipo di valvola e dalle condizioni in cui questa viene fatta lavorare, è notevolmente più elevato nel caso della modulazione in serie che non in quello della modulazione in parallelo.

È possibile, sia nella modulazione in parallelo sia in quella in serie, ovviare all'inconveniente di avere un basso grado di modulazione. Nelle formole:

$$K_p = \frac{I_{11} - I_{12}}{2\, I_2} \qquad\qquad K_s = \frac{V_{11} - V_{12}}{2\, V_2}$$

il numeratore è determinato dal punto di lavoro e dalla distorsione ammessa. Per aumentare K, occorre diminuire il valore delle grandezze a denominatore, senza alterare quelle al numeratore. Lo scopo può essere raggiunto:

nel sistema in parallelo (fig. 6*a*), con una resistenza in serie al tubo modulato, recante in derivazione una capacità la cui impedenza sia trascurabile rispetto alla resistenza anche per le più basse frequenze da trasmettere. La resistenza, così aggiunta, riduce il valor medio della corrente del modulato, cioè la corrente anodica, senza alterarne le variazioni, dato che si è mantenuto praticamente costante il carico anodico del modulatore per quanto riguarda le correnti a frequenza acustica.

nel sistema in serie (fig. 6 *b*), con una resistenza in parallelo sul tubo modulato, recante in serie una induttanza che abbia ammettenza trascurabile rispetto a quella della resistenza, anche per le minori frequenze da trasmettere. La resistenza, così aggiunta, riduce il valor medio della tensione applicata al modulato, senza alterarne le variazioni, dato che si è mantenuto praticamente costante il carico del modulatore per quanto riguarda le correnti a frequenza acustica.

([10]) Tale asserzione è confermata da semplici calcoli eseguiti in base alle formole ricavate in appendice.

Il dispositivo sopra accennato è comunemente usato (4) nella modulazione in parallelo. All'adozione dell'analogo dispositivo per la modulazione in serie, fa ostacolo la necessità di usare una induttanza

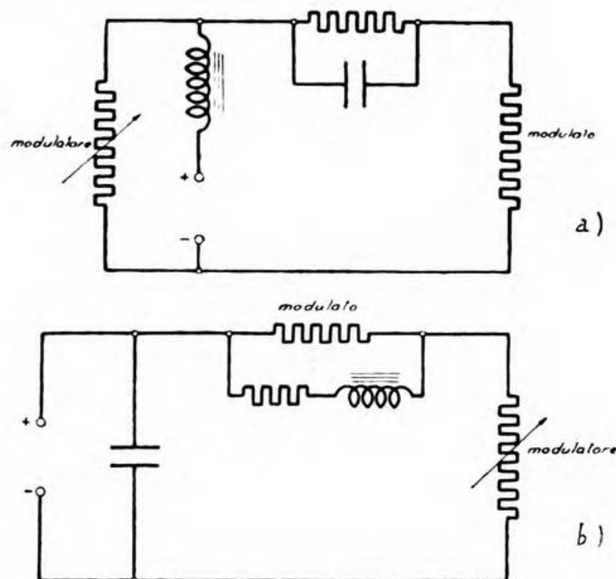


Fig. 6. — Dispositivi per l'aumento del grado di modulazione: *a*) col sistema in parallelo, *b*) col sistema in serie.

a nucleo di ferro. Per quanto tale induttanza sia di molto più facile costruzione che non quella occorrente nella modulazione in parallelo, essendo percorsa da corrente continua minore (11), e per quanto le distorsioni nella curva di frequenza, da essa introdotte, siano

---

(11) Indicando qui con K_p o K_s il grado di modulazione che si ha (per un determinato punto di funzionamento V_1, I_1) prima di inserire il sistema resistenza-capacità in serie al modulato, o rispettivamente il sistema resistenza-induttanza in parallelo, si ottiene per la corrente nella induttanza:

$$I_1 + I_2 = V_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{K_p}{R_2} \right) \qquad\qquad I_1 \, (1 - K_s).$$

Il rapporto è:

$$\frac{I_1 \, (1 - K_s)}{I_1 + I_2} = \frac{1 - K_s}{1 + K_s}.$$

Se, ad esempio, con la modulazione in serie si ottenesse già $K_s = 0{,}8$, l'induttanza necessaria per riportare a 1 la profondità di modulazione sarebbe percorsa da una corrente $(1 - 0{,}8)\,(1 + 0{,}8) = 0{,}11$ volte quella che percorre la induttanza nel sistema in parallelo.

minori per la forte resistenza che essa ha in serie, pure può non parere conveniente il ricorrere a tale sistema per ottenere un aumento del grado di modulazione, essendo appunto l'eliminazione di induttanze a nucleo di ferro e di trasformatori a frequenza acustica uno dei vantaggi della modulazione in serie.

La possibilità riscontrata, di modulare in serie assai più profondamente che in parallelo, è quindi una proprietà fondamentale, che ha reso possibile lo sviluppo del primo sistema. Per ottenere col sistema in serie alte percentuali di modulazione, è semplicemente necessario di scegliere opportunamente il tubo modulatore. In appendice viene ripreso questo argomento e si dimostra che è teoricamente possibile avere valvole capaci di modulare oltre il 100 % senza che la distorsione, *introdotta dal modulatore*, superi i limiti generalmente ammessi.

4. - Comportamento del trasmettitore rispetto alla frequenza.

La tensione complessivamente applicata al tubo modulato è somma di una parte continua costante, e di una parte alternata. Anche se si ammette che la tensione a frequenza acustica tra anodo e catodo del modulatore, rimanga indipendente dalla frequenza, la tensione alternata applicata al modulato non può esserlo. Un semplice sguardo ai circuiti che si usano mostra la presenza di elementi la cui impedenza è funzione della frequenza, quali i condensatori di passaggio e le induttanze di arresto. Ne segue in generale una diminuzione della componente di tensione a frequenza acustica applicata al modulato, quando la frequenza di modulazione è bassa. Si possono attuare senza difficoltà condensatori aventi capacità così elevata da renderne trascurabile l'effetto sulla curva di trasmissione (12); non appena la potenza da trasmettere cresce, è per contro impossibile, senza rilevanti difficoltà costruttive, avere induttanze di valore sufficiente. La curva di trasmissione ha pertanto la tendenza ad abbassarsi per le minori frequenze, assai più in uno stadio modulato in parallelo che in uno in serie. La presenza della induttanza di modulazione è nociva anche alla trasmissione delle frequenze più alte della gamma acustica, perchè la capacità tra le spire ha l'effetto di una derivazione di impedenza tanto minore quanto più elevata è la frequenza. Per questa ragione, il sistema di modulazione in serie è assai indicato quando si debbano trasmettere gamme molto estese, come nelle trasmissioni di televisione.

Come già si è accennato, la modulazione in serie permette la limitazione del numero degli stadi di amplificazione di correnti a

---

(12) Il trasmettitore nel suo complesso ha attitudine a trasmettere in modo diverso le varie frequenze. Se al primo stadio di amplificazione a frequenza acustica si applica una tensione e se ne fa variare la frequenza mantenendone costante l'ampiezza, sull'antenna si hanno bande laterali di ampiezza variabile con la frequenza. Se si rettifica la corrente di antenna con un rivelatore perfetto e si portano in ordinate l'intensità della corrente rettificata e in ascisse la frequenza della tensione modulante, si può tracciare la curva di trasmissione, che rende conto della qualità complessiva del trasmettitore per quanto riguarda la gamma di frequenze trasmessa.

radiofrequenza modulate. Questo fatto, che tende principalmente alla diminuzione delle distorsioni di non linearità, è altresì favorevole anche sotto il punto di vista delle distorsioni di frequenza. L'uscita dall'amplificatore modulato è costituita, come è noto, dalla somma di tre correnti: la portante e le due frequenze laterali. Il circuito oscillatorio anodico, in antirisonanza sulla frequenza portante, presenta per le frequenze laterali una impedenza (non più ohmica) inferiore a quella che presenta per la frequenza portante. Se il circuito non è sufficientemente smorzato, questo può produrre un notevole abbassamento della curva di trasmissione per le alte frequenze di modulazione, producenti le bande laterali che più distano dalla portante. Poichè il circuito oscillatorio non può avere uno smorzamento arbitrariamente grande, per trasmettere una portante sufficientemente libera da armoniche, il problema della diminuzione di ampiezza delle frequenze laterali estreme acquista una certa importanza per quei trasmettitori in cui la modulazione avviene in uno stadio di bassa potenza, seguito da numerosi amplificatori di corrente a radiofrequenza modulata, in ognuno dei quali il fenomeno descritto si ripete.

In conclusione si può asserire che, per quanto riguarda la linearità della curva di trasmissione, la modulazione in serie deve essere considerata come un sistema praticamente perfetto e nettamente superiore alla modulazione in parallelo.

5. - Attuazione pratica dei circuiti.

Nella fig. 7 si riporta uno schema tipico di circuito per modulazione in serie, al quale si possono riferire le osservazioni che seguono. La tensione anodica complessiva che si richiede è poco meno che doppia che nel caso corrispondente in parallelo, ma questo inconveniente è stato superato in seguito ai recenti progressi dei raddrizzatori a vapori di mercurio, specialmente destinati all'alimentazione dei trasmettitori.

L'inserzione in serie richiede che il catodo di uno dei due tubi non sia messo a terra: la pratica ha dimostrato più conveniente che sia il tubo a radiofrequenza quello isolato da terra, eliminandosi così ogni difficoltà nella eccitazione a frequenza acustica della griglia del modulatore.

Il circuito oscillatorio anodico del modulato può essere messo a terra, come normalmente si usa, purchè venga isolato per mezzo di condensatori rispetto alla tensione continua. La capacità dei condensatori deve essere limitata per impedire il passaggio alle più alte frequenze di modulazione.

L'alimentazione del filamento del tubo modulato può essere fatta o con corrente alternata a 50 Hz, attraverso un trasformatore in cui la capacità tra primario e secondario sia estremamente ridotta, ovvero direttamente con corrente continua. In tal caso il generatore deve essere convenientemente isolato e le connessioni devono avere piccola capacità verso terra, anche qui allo scopo di diminuire le fughe di correnti ad elevata frequenza acustica.

Con queste precauzioni le maggiori difficoltà, che in un primo

tempo si sono riscontrate nella attuazione pratica dei circuiti modulati in serie, sono state completamente superate con esito soddisfacente. Sotto tale riguardo possono pertanto ritenersi ormai eliminate le ragioni di inferiorità della modulazione in serie rispetto a quella in parallelo.

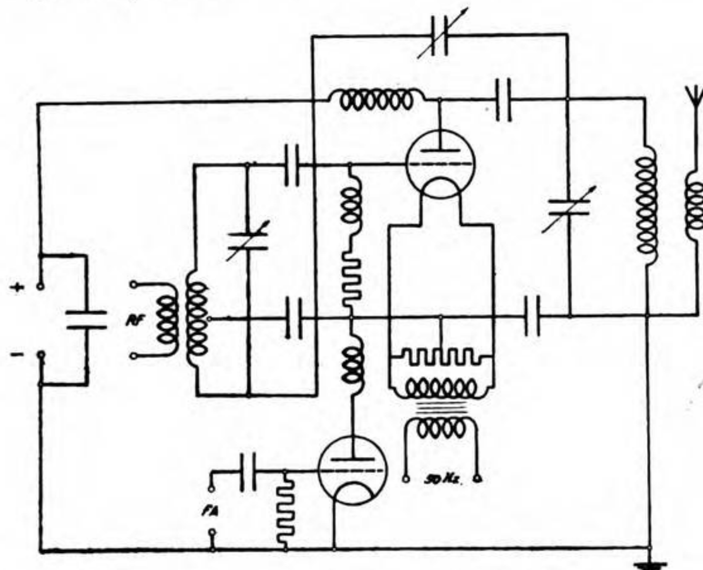


Fig. 7. — Circuito per l'attuazione di uno stadio di modulazione in serie.

6. - Scelta del sistema di modulazione.

Nella modulazione in parallelo, quale è applicata nei più moderni trasmettitori, si è quasi completamente abbandonato il vecchio tipo di modulatore funzionante come amplificatore di classe A, sostituendolo con due tubi funzionanti ciascuno come amplificatore di classe B ([13]) ([14]), e tra loro in controfase. Come induttanza di modulazione si può usare sia il secondario del trasformatore di uscita del modulatore, sia una bobina separata (fig. 8), evitandosi così la sovrapposizione nel trasformatore di correnti continue non equilibrate, a quelle variabili. Il sistema presenta una notevole elasticità in sede di progetto, perchè è possibile variare il rapporto di trasformazione del trasformatore per ottenere il più opportuno accoppiamento tra modulatore e modulato. È noto che tale sistema permette di aumentare il rendimento e soprattutto di diminuire la potenza dissipata dal modulatore. Quest'ultimo punto merita di essere messo in risalto. Per modulare al 100 % una potenza P, occorre che il

([13]) loc. cit. nota ([4]).
([14]) K. Schmoll: Der B-Verstärker - F.T.M.H., 1934, p. 389.

modulatore eroghi la potenza 0,5 P/η_2, essendo $\eta_2 \leq 0,6$ il rendimento del modulato. Se il modulatore è di classe A, se ne può ammettere il rendimento eguale a 0,20: il tubo assorbe quindi la potenza 0,5 $P/(0,2 \cdot 0,6) = 4,2\ P$, che deve poter essere completamente dissipata dalla placca, nei momenti in cui non si ha modulazione.

Nella modulazione di classe B, quando l'eccitazione è massima, si ha un rendimento del $55 \div 65$ %; la potenza assorbita in tali condizioni è 0,5 $P/(0,6 \cdot 0,6) = 1,40\ P$, e la corrente anodica assume il valor massimo. La massima dissipazione si ha non per la massima eccitazione, ma per una eccitazione ridotta, in modo che la corrente anodica abbia il rapporto $2/\pi$ rispetto al massimo. Con tale

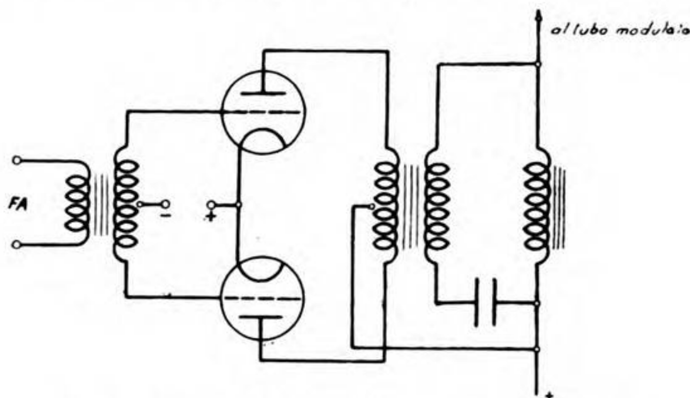


Fig. 8. — Attuazione di un modulatore moderno in controfase.

corrente la dissipazione assume il valore $1/\pi$ della massima potenza assorbita, cioè $1,40\ P/\pi = 0,45\ P$. I due tubi modulatori di classe B devono quindi dissipare complessivamente una potenza di gran lunga minore dei corrispondenti di classe A: ne segue una notevole economia nel costo di impianto.

Come si può rilevare dall'esame dei circuiti, non è materialmente possibile sfruttare le favorevoli caratteristiche della modulazione in classe B, nel sistema a tensione costante: la necessità di produrre grandi potenze a frequenza acustica con i bassi rendimenti che si hanno nel funzionamento in classe A, e di dissipare tutta la potenza assorbita nei momenti in cui non si ha modulazione, costituisce un grave inconveniente e una seria limitazione all'applicazione di questo sistema nel campo delle alte potenze

Si sono così passate in rivista le caratteristiche, che possono essere favorevoli all'uno o all'altro dei due sistemi di modulazione presi in esame. Si dovrebbe ora risolvere la questione della scelta del sistema da adottare, ma non si ritiene agevole far questo da un punto di vista generale Gli elementi da cui dipende la scelta sono infatti in parte concretamente apprezzabili, quali il costo di impianto della stazione e il costo di esercizio, in parte elementi re-

lativi alla bontà della trasmissione e quindi non valutabili se non dal peso che, volta per volta, si vuole ad essi attribuire. Si possono qui soltanto dare le basi su cui impostare il problema.

Assumendo la potenza P_b sulle bande laterali del circuito anodico dell'ultimo stadio come dato del problema, è necessario avere, in assenza di modulazione, la potenza:

$$P = \frac{2\,P_b}{K^2},$$

essendo K il grado di modulazione a cui si può giungere. Si possono presentare due casi:

a) indipendentemente da criteri economici, si ritiene senz'altro opportuno di adottare la modulazione in serie, come sistema più rispondente ai requisiti che si vogliono ottenere;

b) la scelta deve essere eseguita apprezzando sia gli elementi economici sia quelli relativi alla bontà della trasmissione.

Nel caso *a*) rimane la scelta tra modulazione eseguita sull'ultimo stadio o sul penultimo. Se si ritengono trascurabili le potenze in gioco negli stadi precedenti quello finale, e si ammette di avere una profondità di modulazione del 100 %, si ha nei due casi:

Modulazione sullo stadio finale:

Potenza assorbita: modulatore (classe A) $\quad 4{,}2\ P = 8{,}4\ P_b$

modulato (» C) $\quad \dfrac{2\,P_b}{\eta_2\,K^2} = 3{,}3\ P_b$

Potenza da dissipare: modulatore $\quad 8{,}4\ P_b$

modulato $\quad \left(1 + \dfrac{K^2}{2}\right)(1 - \eta_2) \cdot 3{,}30\ P_b = 1{,}95\ P_b.$

Modulazione sullo stadio precedente il finale:

Potenza assorbita: $\quad \dfrac{2\,P_b}{K^2}\ \dfrac{1}{\eta_{max}/(1+K)} = 6{,}7\ P_b$

Potenza (massima) da dissipare: $\quad 6{,}7\ P_b \cdot \left(1 - \dfrac{\eta_{max}}{(1+K)}\right) = 4{,}7\ P_b.$

Nelle precedenti espressioni η_{max} è il rendimento del tubo per la massima eccitazione ammissibile. Per quanto il limite allo sfruttamento di un tubo amplificatore di correnti modulate non sia sempre dato dalla dissipazione massima ammissibile ([15]), pure, assumendo questa come indice delle dimensioni del tubo, si può vedere quale rilevante economia nelle spese di impianto e di manutenzione rappresenti il limitarsi a eseguire la modulazione sul penultimo stadio. Le spese di esercizio dovute all'energia consumata sono

([15]) loc. cit. nota ([5]).

in genere trascurabili, salvo per trasmettitori di eccezionale potenza (dell'ordine delle centinaia di kilowatt). Comunque, anche sotto questo riguardo, si mantiene la convenienza di modulare sul penultimo stadio.

Nel caso *b*) occorre tenere conto dei dati suesposti e prendere in considerazione anche gli elementi analoghi relativi alla modulazione di classe B. Se si ammettono ancora trascurabili le potenze in giuoco negli stadi precedenti quello finale, i dati che si ricavano per la modulazione sul penultimo stadio, coincidono con quelli ottenuti per la modulazione in serie. Per la modulazione sullo stadio finale si ha invece:

Potenza assorbita: modulatore (potenza massima) $1{,}40 \dfrac{2\,P_b}{K^2} = 2{,}80\,P_b$

modulato $\dfrac{2\,P_b}{\eta_2 K^2} = 3{,}3\ \ P_b$

Potenza (massima) da dissipare: modulatore $\dfrac{1}{\pi} \cdot 2{,}80\,P_b = 0{,}9\ \ P_b$

modulato $2\ \ P_b.$

Si deduce da questi dati, che il confronto risulta favorevole alla modulazione di classe B sullo stadio finale per quanto riguarda il costo di impianto e di rinnovo delle valvole, e per il consumo di energia; e ciò, sia se la modulazione in serie avviene sull'ultimo, sia se avviene sul penultimo stadio. A favore della modulazione in serie è invece l'eliminazione del costo del trasformatore e della induttanza a nucleo di ferro.

Dall'unione dei dati, che nei casi pratici risulteranno dalle considerazioni di cui sopra, e di quelli relativi alla qualità della trasmissione, si potrà stabilire quale sia il sistema di modulazione complessivamente più opportuno.

L'autore è lieto di poter ringraziare il prof. G. Vallauri per il largo aiuto ricevutone.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale «Galileo Ferraris».

APPENDICE [16].

Sulle caratteristiche dei tubi adatti per la modulazione in serie.

Il problema della determinazione delle caratteristiche, che deve avere un tubo per funzionare come modulatore con il sistema in serie, è alquanto complesso, perchè numerosi sono i parametri, da cui contemporaneamente dipende il risultato finale. Se si immagina di poter rappresentare le caratteristiche anodiche del tubo con parabole di grado 2, si può giungere a risultati abbastanza semplici:

[16] La presente appendice è stata svolta in collaborazione con il dott. E. Fubini Ghiron.

l'approssimazione introdotta supponendo le caratteristiche paraboliche, introduce errori numerici di una certa entità, tali da non poter essere trascurati nel computo del grado di modulazione; permette tuttavia di studiare l'andamento delle varie grandezze che interessano: risultato che può essere di qualche aiuto, soprattutto nello studio di tubi da usare nella modulazione in serie.

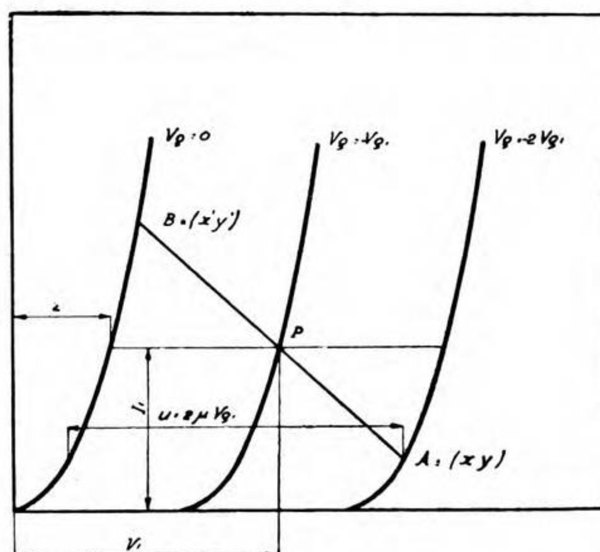


Fig. 9. — Caratteristiche anodiche di un tubo modulatore.

Per un determinato tubo, il grado di modulazione K_s dipende dalla distorsione d, che si ammette nel modulatore.

Con le notazioni già introdotte, essendo:

$$K_s = \frac{I_{11} - I_{12}}{2\, I_1} \qquad\qquad d = \frac{\frac{1}{2}(I_{11} + I_{12}) - I_1}{I_{11} - I_{12}},$$

si può ricavare I_{12} dalla seconda espressione; sostituendo nella prima si ha:

[1] $$K_s = \frac{1}{2\,d + 1}\left(\frac{I_{11}}{I_1} - 1\right).$$

La fig. 9 rappresenti le caratteristiche anodiche del tubo. Siano:

[2] $$I = \theta\, V^{\alpha}$$

[3] $$I = \theta\,(V - u)^{\alpha}$$

le due caratteristiche estreme di quote $V_g = 0$ e $V_g = -2\,V_{g1}$, essendo V_{g1} il valore relativo al punto di lavoro $P = (V_1\,,\, I_1)$ ed

$u = 2\,\mu V_{g1}$. È noto [17], che su una retta di carico che porti a una distorsione d, le due caratteristiche estreme intercettano due segmenti il cui rapporto è:

$$\frac{n}{m} = \frac{1 + 2d}{1 - 2d}\;;$$

si costruisca allora la curva omotetica della parabola [3], rispetto a P, con rapporto $PA/PB = m/n$.

Determinato il punto di incontro (V_{12}, I_{11}) tra la parabola [2] e la parabola omotetica della [3], è contemporaneamente determinato, per mezzo di [1], il valore di K_s che si ricerca. Siano x, y e x', y' le coordinate di due punti generici corrispondenti A, B; sarà:

$$[4] \qquad x = \frac{(m+n)\,V_1 - m\,x'}{n} \qquad\qquad y = \frac{(m+n)\,I_1 - m\,y'}{n}\,.$$

Il punto $A = (x, y)$ è sulla parabola [3], quindi:

$$y = \theta\,(x - u)^{\alpha}\;;$$

sostituendo i valori dati dalle [4] si ottiene la:

$$y' = \frac{m+n}{m}\,I_1 - \theta\left(\frac{m}{n}\right)^{\alpha-1}\left[\left(\frac{m+n}{m}\,V_1 - \frac{n\,u}{m}\right) - x'\right]^{\alpha}.$$

Posto:

$$U = \frac{m+n}{m}\,V_1 - \frac{n\,u}{m}\,,$$

si ricava:

$$[5] \qquad y' = \frac{m+n}{m}\,I_1 - \theta\left(\frac{m}{n}\right)^{\alpha-1}[U - x']^{\alpha}\;.$$

La [5] è l'equazione di una parabola con la concavità rivolta verso il basso, il cui vertice è il punto $(U, [(m+n)/m]\,I_1)$. L'intersezione di [5] e di [2] dà il punto (V_{12}, I_{11}) che interessa. Deve dunque essere:

$$I_{11} = \theta\,V_{12}^{\alpha} = \frac{m+n}{m}\,I_1 - \theta\left(\frac{m}{n}\right)^{\alpha-1}[U - V_{12}]^{\alpha}$$

cioè:

$$[6] \quad \left(\frac{m}{n}\right)^{\alpha-1}\left[\frac{m\,\theta}{(m+n)\,I_1}\right](U - V_{12})^{\alpha} + \frac{m\,\theta}{(m+n)\,I_1}\,V_{12}^{\alpha} = 1.$$

La [6] è un'equazione in V_{12}, che non si sa risolvere per α positivo qualsiasi. Si può tuttavia ricorrere ad un procedimento di

---

[17] loc. cit. nota [1].

soluzione grafica. Si ponga:

$$[7]\quad \begin{cases} X = \left[\dfrac{m\,\theta}{(m+n)\,I_1}\right]^{1/\alpha} V_{12} \\ Y = \left(\dfrac{m}{n}\right)^{\frac{\alpha-1}{\alpha}} \left[\dfrac{m\,\theta}{(m+n)\,I_1}\right]^{1/\alpha} (U - V_{12}). \end{cases}$$

Dovrà per la [6] essere:

$$X^\alpha + Y^\alpha = 1$$

ed eliminando V_{12} tra le [7]:

$$\frac{X}{a} + \frac{Y}{b} = 1\,,$$

dove:

$$[8]\quad a = \left(\frac{m}{m+n}\right)^{1/\alpha} \left(\frac{\theta}{I_1}\right)^{1/\alpha} U \qquad b = a \cdot \left(\frac{m}{n}\right)^{\frac{\alpha-1}{\alpha}}.$$

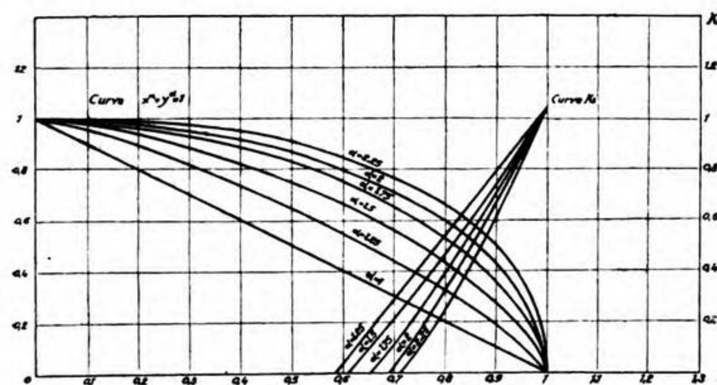


Fig. 10. — Curve $X^\alpha + Y^\alpha = 1$ e $K_s = \dfrac{1}{n}\left(X^\alpha \dfrac{m+n}{m} - 1\right)$, per diversi valori di α e con distorsione $d = 0{,}025$.

Tracciando in un piano la curva $X^\alpha + Y^\alpha = 1$ (fig. 10), per il valore di α che interessa (all'incirca: $1{,}25 < \alpha < 2{,}25$), e la retta $(X/a) + (Y/b) = 1$, che corrisponde ai dati prefissati del problema, si può trovare graficamente il punto di intersezione e risalire così per mezzo di una delle [7] al valore cercato di V_{12} e di K_s. Si ha infatti per la [1]:

$$\frac{I_{11}}{I_1} = \frac{\theta\, V_{12}{}^\alpha}{I_1} = X^\alpha \left(\frac{m+n}{m}\right).$$

$$K_s = \frac{1}{n}\left[X^{\alpha}\left(\frac{m+n}{m}\right) - 1\right] .$$

Discende dalle [8] che, fissato il valore di d, cioè di n e di m, il grado di modulazione non dipende singolarmente da tutti i dati del problema (punto di lavoro, tipo di tubo, potenza e così via), ma soltanto dalla espressione:

$$\left(\frac{\theta}{I_1}\right)^{1/\alpha} . U$$

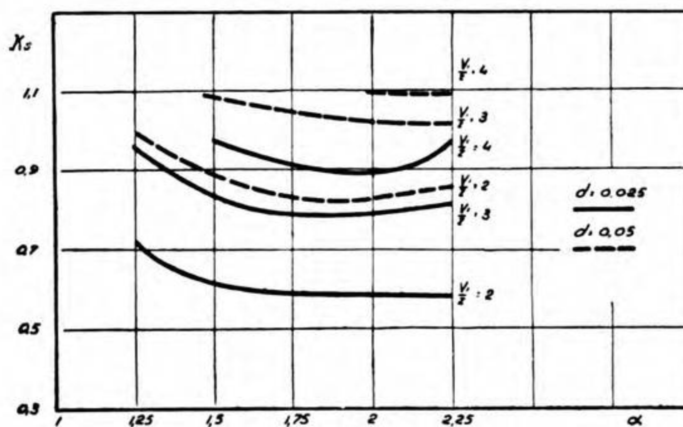


Fig. 11. — Andamento di K_s in funzione di V_1/z e di α.

e dal valore di α. Tenendo conto che, per ipotesi, come risulta dalla figura, è:

$$\theta z^{\alpha} = I_1 ,$$

si ottiene:

$$\left(\frac{\theta}{I_1}\right)^{1/\alpha} U = \frac{U}{z} = \frac{m+n}{m} \frac{V_1}{z} + \frac{2n}{m} .$$

K_s dipende perciò da V_1/z e da α. (Si deve notare che questi due parametri non sono indipendenti uno dall'altro).

Si può con gli accennati procedimenti grafici costruire un abaco, il quale dia K_s in funzione di α per differenti valori di V_1/z (fig. 11).

Si possono dedurre le seguenti conclusioni:

1) È teoricamente possibile giungere alla sovramodulazione, senza che quella parte di distorsioni dovute a non linearità, che sono introdotte dal modulatore, superi i limiti normalmente ammessi (intorno al 5 %).

2) Il parametro essenziale da cui dipende la profondità di modulazione raggiungibile è il rapporto V_1/z; ne risulta che, fis-

sato il tubo da usare, aumentando la potenza dissipata, diminuisce il grado di modulazione a causa della diminuzione del rapporto V_1/z e viceversa; a parità di potenza dissipata, conviene lavorare con tensione anodica possibilmente alta (alti valori di V_1/z).

3) Poichè le caratteristiche dei tubi si avvicinano normalmente, nel tratto che interessa, a parabole con esponenti che non superano molto 2, conviene a parità di altri elementi, cercare di ottenere tubi con esponente piccolo.

4) Le usuali grandezze caratteristiche di un tubo, quali la resistenza differenziale interna, la pendenza, il coefficiente di amplificazione, sono implicitamente contenute nei due parametri α, V_1/z; le loro singole variazioni agiscono in sensi diversi, in modo che è possibile ottenere gradi di modulazione egualmente elevati con tubi di caratteristiche assai diverse. Questa conclusione è contrastante con l'affermazione [18], che il grado di modulazione cresce sempre con il valore di R_1.

5) La determinazione del rapporto V_1/z è alquanto incerta quando si passi a esaminare caratteristiche reali. Ciò è dovuto essenzialmente al fatto, che il coefficiente di amplificazione del tubo non può essere considerato costante. È preferibile fare la lettura in corrispondenza della caratteristica di quota $-2\,V_{g1}$, quando la cosa sia possibile.

([18]) loc. cit. nota ([8]).

ANOMALIE NELLA PROPAGAZIONE DI ONDE ACUSTICHE DI GRANDE AMPIEZZA

EUGENIO FUBINI GHIRON

Si riprende sin dagli inizi la teoria della propagazione di onde acustiche piane, senza ammettere l'ipotesi ordinaria che l'ampiezza di queste sia trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda. Si mostra come la velocità di propagazione, finchè non intervengono discontinuità, rimanga sempre quella data dalla teoria ordinaria. Si mette in rilievo l'esistenza di una relazione funzionale tra la velocità e la dilatazione di uno strato del mezzo in cui si propagano le onde; se ne deduce che un'onda sinusoidale necessariamente si deforma durante la propagazione. La deformazione va sempre aumentando finchè, ad una certa distanza dalla sorgente, l'onda diventa discontinua. Questo fenomeno ha un analogo nel rompersi delle onde del mare ad una certa profondità; esso viene studiato e discusso quantitativamente. Attraverso il calcolo della forma che un'onda sinusoidale assume con l'aumentare della distanza dalla sorgente di suono, si deduce la misura delle distorsioni introdotte nel corso della propagazione. Si dà, in forma probabilmente nuova, l'espressione della pressione di radiazione acustica in un sistema di onde piane progressive di forma qualsiasi. Indi viene svolto in modo approssimato il problema delle onde stazionarie e viene altresì impostato quello della propagazione per onde in mezzi dotati di attrito e conducibilità termica.

Introduzione.

È convinzione assai diffusa che il semplice fatto della propagazione in un mezzo qualsiasi non porti in un suono deformazione alcuna. Si pensa spesso per esempio che un « la » puro emesso da un diapason resti sempre un « la » puro a qualunque distanza dal diapason stesso e che ne sia solamente variata l'ampiezza. Questa affermazione, che appare evidente come risultante di molte esperienze quotidiane, è del resto confermata anche dalla teoria usuale della propagazione per onde.

È al contrario un risultato acquisito da molto tempo, ma assai poco noto, che una propagazione senza distorsione esiste solamente in prima approssimazione, e che l'approssimazione è tanto maggiore quanto minori sono sia l'ampiezza, sia la frequenza del suono in questione.

Per i casi usuali la teoria ordinaria è perfettamente sufficiente; soltanto con l'introduzione di suoni di grande ampiezza (altoparlanti molto potenti) e di alte frequenze (ultrasuoni) si è sentito il bisogno di non limitarsi più alla considerazione di ampiezze infini-

tesime. In tempi relativamente recenti si è perciò ripreso lo studio della propagazione di onde acustiche di ampiezza finita (1) (2) (3).

Alcuni fenomeni (per esempio quello della distribuzione di luce negli spettri di diffrazione con reticoli ultrasonori) (4) dovrebbero poter trovare così spiegazione.

Molto vicino, ma non identico, allo studio della propagazione di suoni intensi è quello della propagazione di onde di esplosione, o più generalmente di discontinuità, argomento di gran lunga più noto per le importanti applicazioni alla balistica esterna e alla chimica delle esplosioni (onda di Berthelot).

Noi non vogliamo nel presente lavoro occuparci di quest'ultimo argomento; daremo invece qualche nuovo risultato nel campo della propagazione di treni indefiniti di suoni intensi e, poichè taluni di quelli che dell'argomento in tempi moderni si occupano, mostrano di non essere completamente al corrente e di trascurare alcuni importanti risultati, premetteremo un'esposizione sintetica di questi.

Generalità.

1. — Lo studio delle onde di grande ampiezza è un caso particolare di un ordine di problemi di elasticità di carattere molto generale.

Nello studio della teoria ordinaria della elasticità si pone sempre come ipotesi iniziale che le deformazioni provocate dalle forze agenti siano così piccole da potersi studiare coi metodi che il calcolo usa per gli infinitesimi; nello stesso ordine di approssimazione, si postula anche che le forze esterne al sistema considerato, le quali provocano le deformazioni, non cambino di intensità e di direzione a causa della deformazione avvenuta. Ciò in molti casi è naturale: sarebbe infatti assurdo pretendere, per esempio, di tenere conto del fatto che il carico su un ponte muti, perchè, il ponte essendosi deformato, il carico si è avvicinato o allontanato rispetto al centro della terra. In moltissimi altri casi il fenomeno è tuttavia molto più vistoso. Per esempio in tutti i fenomeni di instabilità (carico di punta, e simili) è indispensabile, per una teoria completa, non trascurare simili elementi.

Anche nell'acustica le ipotesi o, meglio, i postulati accennati stanno a base delle trattazioni ordinarie. Ma è facile convincersi a priori, che la teoria rigorosa delle onde acustiche può mettere in luce fenomeni di carattere nuovo anche in casi interessanti dal punto di vista pratico. È cosa ben nota che, nella teoria ordinaria,

---

(1) Per onde di ampiezza grande o finita intenderemo sempre, come scende da tutto quanto segue, onde di ampiezza non trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda.

(2) Y. Rocard: Compt. Rend., 1933, CXCVI, p. 161.
Y. Rocard: Bull. S. F. R., 1933, VII, p. 28.

(3) A. L. Thuras, R. T. Jenkins e H. T. O' Neil: Bell S. T. J., 1935, XIV, p. 159.

(4) E. Grossmann: Handbuch der Experimentalphysik, XVII-1 - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, p. 463.
Vedi anche la copiosa letteratura ivi citata.

un'onda progressiva piana, sinusoidale, che si propaga nella direzione dell'asse x, è rappresentata dalla:

$$z = A \cos \omega \left(t - \frac{x}{c} \right);$$

dove z è lo spostamento di una sezione piana del mezzo dalla sua posizione di riposo, A l'ampiezza, $\omega = 2 \pi f$ la pulsazione, f la frequenza dell'onda, c la velocità di propagazione. Nel dedurla si è però ammesso (§ 4) che:

$$\left| \frac{\partial z}{\partial x} \right| = \left| \frac{A \omega}{c} \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{x}{c} \right) \right|$$

fosse una quantità piccola (5).

È facile ora verificare numericamente che, per frequenze elevate o suoni molto intensi, simile ammissione, posta a base di tutti i ragionamenti, può in vari casi limitarne la validità. Se P_a è la potenza acustica in W/cm² trasmessa da un sistema di onde piane progressive, è notoriamente:

$$\frac{A \omega}{c} = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{2 \cdot 10^7 P_a}{\rho c}}$$

e in aria:

$$\frac{A \omega}{c} = \frac{\sqrt{P_a}}{48{,}2}.$$

Con una potenza acustica di qualche watt per cm² l'approssimazione fatta può risultare insufficiente.

Si pone così necessariamente il problema di scrivere, senza fare approssimazioni di sorta, le equazioni che reggono i movimenti di un sistema elastico qualsiasi e di un fluido in ispecie. Viene infatti a mancare l'intuizione fisica e solo dallo studio analitico rigoroso si possono trarre elementi sulle modificazioni da apportare alle concezioni ordinarie.

Il problema matematico è però assai complesso, e noi ci limiteremo, salvo qualche estensione, allo studio di onde piane.

Le equazioni fondamentali del problema.

2. — Consideriamo un mezzo omogeneo qualsiasi di forma cilindrica (che potrà essere, nel caso che più ci interessa, un fluido racchiuso in un tubo) di lunghezza limitata o indefinita, il cui asse

(5) D'ora in avanti, quando parleremo di quantità « piccole », intenderemo sempre, trattandosi di numeri puri, di parlare di quantità piccole rispetto all'unità.

sia diretto secondo x e cerchiamo di studiare in esso la propagazione di onde piane ([6]).

Nello studio del problema propostoci, come di ogni problema di idraulica o di acustica, possiamo seguire due vie: o fissare una certa sezione piana del mezzo a riposo e osservare come questa si muove al passare del tempo; oppure osservare, fissato un certo punto di ascissa x fuori del mezzo, quali sezioni piane passino per quel punto nei vari istanti, con quali velocità, e così via.

A questi due modi di porre il problema, che, nell'approssimazione di piccole ampiezze spesso si confondono, corrispondono due sistemi fondamentali di variabili, dette da chi le introdusse per primo: coordinate lagrangiane e coordinate euleriane.

Poniamo l'origine dei tempi $t = 0$ in un istante in cui il mezzo che si studia è a riposo cioè indeformato. Potremo dare, in certo modo, un nome ad ogni sezione piana di esso normale all'asse x, dandone l'ascissa x_0 al tempo $t = 0$. Il moto del mezzo sarà completamente determinato, indicando con u la velocità, dalle:

$$[1] \quad \begin{cases} x = x(x_0, t) \\ \dfrac{\partial x}{\partial t} = u(x_0, t), \end{cases}$$

legge con cui si muove, o meglio ascissa e velocità che possiede una sezione piana generica x_0 al variare del tempo t; x_0, t sono le coordinate lagrangiane o sostanziali.

D'altro lato, fissata una certa ascissa x, ad ogni istante passerà per essa una delle sezioni x_0; le:

$$[2] \quad \begin{cases} x_0 = x_0(x, t) \\ U(x, t) = \dfrac{\partial x}{\partial t} = u(x_0(x, t), t) \end{cases}$$

ci daranno rispettivamente la sezione piana che passa per x ai vari istanti e la relativa velocità; x, t sono le coordinate euleriane o locali. Indicheremo d'ora in avanti con la stessa lettera maiuscola e minuscola la stessa grandezza espressa rispettivamente in coordinate euleriane o lagrangiane. È dunque, per una generica f:

$$F(x, t) = f(x_0(x, t), t).$$

È evidente come da un sistema si passi all'altro; dalla prima delle [1] si passa alla prima delle [2] ricavando x_0, e viceversa dalla prima delle [2] alla prima delle [1] ricavando x.

Vogliamo, come si è detto, scrivere le equazioni che, in assenza di forze di attrito e considerando nulla la conducibilità termica del mezzo, reggono il fenomeno della propagazione di onde piane.

([6]) Trascureremo sempre l'influsso perturbatore della superficie laterale del cilindro: cioè, nel caso di fluidi, attrito e perturbazioni dovuti alle pareti del tubo, che ammetteremo poi sempre di sezione unitaria.

Esse hanno una forma differente a seconda del sistema di coordinate in cui si scrivono. Si trova:

$$[3]\quad \begin{cases} \dfrac{1}{R(x,t)}\,\dfrac{dP}{dR}\,\dfrac{\partial R(x,t)}{\partial x} = -\dfrac{\partial U(x,t)}{\partial x}\,U(x,t) - \dfrac{\partial U(x,t)}{\partial t} \\[2ex] \dfrac{1}{R(x,t)}\left[\dfrac{\partial R(x,t)}{\partial t} + U(x,t)\,\dfrac{\partial R(x,t)}{\partial x}\right] + \dfrac{\partial U(x,t)}{\partial x} = 0 \end{cases}$$

in coordinate euleriane o locali; e:

$$[4]\quad \begin{cases} \dfrac{1}{\rho(x_0,t)}\,\dfrac{dp}{d\rho}\,\dfrac{\partial \rho(x_0,t)}{\partial x_0}\left(\dfrac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-1} = -\dfrac{\partial u(x_0,t)}{\partial t} \\[2ex] \dfrac{1}{\rho(x_0,t)}\,\dfrac{\partial \rho(x_0,t)}{\partial t} + \dfrac{\partial u(x_0,t)}{\partial x_0}\left(\dfrac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-1} = 0 \end{cases}$$

in coordinate lagrangiane o sostanziali.

Limitandoci al caso di un fluido chiuso in un tubo:

$P(x,t)$, $p(x_0,t)$ è la pressione, rispettivamente in coordinate euleriane e lagrangiane,

$R(x,t)$, $\rho(x_0,t)$ è, nei due sistemi di coordinate, la densità che si considera legata alla pressione rispettivamente dalle $p = p(\rho)$ e $P = P(R)$ dedotte mediante l'equazione di stato e le corrispondenti ipotesi termodinamiche,

$U(x,t)$ è la velocità della sezione piana che passa al tempo t per il punto di ascissa x,

$u(x_0,t)$ è la velocità al tempo t della sezione piana che al tempo $t = 0$ aveva l'ascissa x_0.

Nel caso di mezzi elastici solidi le [3] e [4] sono sempre valide con opportune interpretazioni dei simboli.

Alle [3] e [4] si può arrivare esprimendo analiticamente:

a) la seconda legge fondamentale della dinamica,

b) la legge della conservazione della materia (equazione di continuità).

Cominciando dalla prima, si ha:

$$[5]\quad \frac{1}{R(x,t)}\,\frac{\partial P(x,t)}{\partial x} = \frac{1}{R(x,t)}\,\frac{dP}{dR}\,\frac{\partial R(x,t)}{\partial x} = -\frac{\partial u(x_0,t)}{\partial t}.$$

Bisogna eliminare o l'una o l'altra delle x, x_0 per avere solo coordinate sostanziali o solo coordinate lagrangiane. Ricordiamo che per una generica $f(x_0,t)$ si ha, sostituendo x_0 con la espressione $x_0 = x_0(x,t)$:

$$[6]\quad \frac{\partial f(x_0,t)}{\partial t} = \frac{\partial F(x,t)}{\partial x}\,\frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial F(x,t)}{\partial t}$$

e perciò dalla [5], eliminando x_0 e ricordando le [2]:

$$\frac{1}{R(x,t)}\frac{dP}{dR}\frac{\partial R(x,t)}{\partial x}=-\frac{\partial U(x,t)}{\partial x}U(x,t)-\frac{\partial U(x,t)}{\partial t}$$

che è la prima delle [3]. Eliminando invece x_0 si ha:

$$\frac{1}{\rho(x_0,t)}\frac{dp}{d\rho}\frac{\partial\rho(x_0,t)}{\partial x_0}\frac{\partial x_0}{\partial x}=-\frac{\partial u(x_0,t)}{\partial t}$$

da cui subito la prima delle [4]. In modo analogo l'equazione di continuità si scrive:

$$\frac{\partial R(x,t)}{\partial t}+\frac{\partial(RU)}{\partial x}=0$$

da cui:

$$\frac{1}{R(x,t)}\frac{\partial R(x,t)}{\partial t}+\frac{1}{R(x,t)}U(x,t)\frac{\partial R(x,t)}{\partial x}+\frac{\partial U(x,t)}{\partial x}=0\,,$$

cioè la seconda delle [3]; ed eliminando x, si ottiene da questa:

$$\frac{1}{\rho(x_0,t)}\frac{\partial\rho(x_0,t)}{\partial t}+\frac{\partial u(x_0,t)}{\partial x_0}\frac{\partial x_0}{\partial x}=0\,,$$

cioè la seconda delle [4].

Scritte le [3] e le [4], il problema che ci interessa può essere affrontato sia studiando un sistema, sia studiando l'altro; le incognite che compaiono sono: nelle [3] $U(x,t)$, $R(x,t)$; nelle [4] $x(x_0,t)$, $\rho(x_0,t)$. Riemann (7) ha per il primo in una classica memoria affrontato lo studio delle [3] portando un notevole contributo alla teoria delle equazioni differenziali, ma risolvendo un problema molto lontano da quelli che interessano le applicazioni, di cui intendiamo occuparci.

Contemporaneamente o quasi a Riemann, Earnchaw (8) ed Hugoniot (9) studiavano una equazione che noi dedurremo dal sistema [4].

Per ridursi allo studio di una equazione sola, invece che di un sistema, si potrebbe eseguire un procedimento di eliminazione, sia sul sistema [3] (10), sia sul sistema [4], ma la cosa riesce assai più semplice per quest'ultimo.

---

(7) B. Riemann: Goettinger Abhandl., 1860, VIII, p. 143.
B. Riemann u. G. Weber: Partielle Differentialgleichungen - Vieweg, Braunschweig, 1912, vol. II, p. 507.

(8) S. Earnchaw: Proc. Roy. Soc., 1859, VI, p. 245.

(9) H. Hugoniot: Journ. Éc. Polyt., 1887, LVII, p. 1; e 1889, LVIII, p. 1.

(10) Ricaviamo dalle [3] $\partial R/\partial x$ e $\partial R/\partial t$ in funzione di R, di U e

Le [4] si possono scrivere infatti:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{\rho}\dfrac{dp}{d\rho}\dfrac{\partial\rho}{\partial x_0}\left(\dfrac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-1} = -\dfrac{\partial u}{\partial t} \\ \dfrac{\partial\rho}{\partial t}\dfrac{\partial x}{\partial x_0} + \rho\dfrac{\partial^2 x}{\partial x_0\,\partial t} = 0\,. \end{cases}$$

La seconda è immediatamente integrabile rispetto a t, e il sistema precedente diventa:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{\rho}\dfrac{dp}{d\rho}\dfrac{\partial\rho}{\partial x_0}\left(\dfrac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-1} = -\dfrac{\partial u}{\partial t} \\ \rho\,(x_0\,,\,t)\dfrac{\partial x}{\partial x_0} = \rho_0\,, \end{cases}$$

ove ρ_0 è una quantità costante rispetto a t. Risulta subito che ρ_0 rappresenta la densità del mezzo (che supporremo d'ora innanzi costante anche rispetto a x_0) al tempo $t = 0$. Usando dell'ultima equazione che scriviamo:

[7] $$\frac{\rho}{\rho_0} = \left(\frac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-1},$$

e sostituendo nella prima, si ha:

$$\frac{1}{\rho_0}\frac{dp}{d\rho}\frac{\partial\rho}{\partial x_0} = -\frac{\partial^2 x}{\partial t^2}\,,$$

ovvero, ricordando ancora la [7]:

[8] $$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = \frac{dp}{d\rho}\frac{\partial^2 x}{\partial x_0^2}\left(\frac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-2}.$$

---

delle derivate di questo. Avremo:

$$\frac{\partial R}{\partial x} = \varphi_1\left(R\,,\,U\,,\,\frac{\partial U}{\partial x}\,,\,\frac{\partial U}{\partial t}\right)\,,\quad \frac{\partial R}{\partial t} = \varphi_2\left(R\,,\,U\,,\,\frac{\partial U}{\partial x}\,,\,\frac{\partial U}{\partial t}\right)\,,$$

ed eguagliando le derivate miste:

$$\frac{\partial\varphi_1}{\partial t} = \frac{\partial\varphi_2}{\partial x}\,.$$

Da questa relazione si può ricavare R in funzione di U e delle sue derivate. Sostituendo in una delle [3] si ha una equazione differenziale unica per la U. La forma che ne risulta è però assai complicata.

Se poniamo $z = x - x_0$, la [7] e la [8] diventano:

$$[7'] \qquad \frac{\rho}{\rho_0} = \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-1},$$

$$[8'] \qquad \frac{d p}{d \rho} \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-2} = \frac{\partial^2 z}{\partial t^2}.$$

La [8] e la [8'] sono due forme dell'equazione che Earnchaw prima ed Hugoniot poi deducono in modo diretto. Ci sembra invece che l'averle ricollegate al sistema [4], che solitamente non è usato, permetta di meglio mostrare le relazioni che intercorrono tra le equazioni [8] e [8'] di Earnchaw e il sistema [3] ed eliminare eventuali dubbi (2) sulla validità dell'equazione stessa.

Le equazioni [8] e [8'] sono il fondamento di tutta la teoria che andremo esponendo. Si dimostra che, anche se al tempo $t = 0$ il mezzo avesse una densità ρ_0 funzione di x_0, se ne potrebbe, con un cambiamento di variabili, ricondurre lo studio alle [8], [8']; le stesse equazioni valgono poi per una corda vibrante, in cui non si possa trascurare l'incremento di tensione dovuto all'allungamento.

3. — Traducendo analiticamente il principio di continuità della materia e la seconda legge della meccanica, abbiamo nel precedente § 2, con considerazioni puramente analitiche, dedotto un sistema di equazioni cui deve soddisfare un qualsiasi fluido (o mezzo elastico) che si muova per sezioni piane. Abbiamo poi ricavato una equazione [8'] il cui studio è perfettamente equivalente a quello del sistema suddetto.

Questa equazione porremo a base di tutti i successivi ragionamenti. Già ad un primo esame essa permette di rendersi conto di alcuni fatti fisici, che rendono il fenomeno di propagazione assai più complesso di quello che la teoria ordinaria delle onde acustiche faccia prevedere.

Supponiamo per esempio che due funzioni f_1, f_2 siano ambedue soluzioni della [8']; si verifica subito, che, salvo che esse siano scelte in modo particolare, la somma $f_1 + f_2$ non è più soluzione di [8']. Fisicamente ciò significa, che avendosi, per esempio, in un luogo due diapason che emettono due note differenti, queste non possono propagarsi senza disturbarsi a vicenda; le note vengono distorte, si generano toni di combinazione, armoniche superiori e così via. Come immediata conseguenza nasce l'impossibilità di parlare di armoniche nel senso usuale della parola. Le armoniche hanno infatti nella teoria ordinaria un significato ben preciso. Tutto avviene, secondo questa teoria, come se le varie armoniche di cui è composto un suono si propagassero, si riflettessero, si diffondessero in modo assolutamente indipendente le une dalle altre. Questo facilita assai l'intuizione fisica di un fenomeno qualsiasi e viene invece a mancare qui a causa della non linearità della equazione fondamentale. È d'altronde un fenomeno noto da tempo, e scoperto a orecchio da Tartini, l'esistenza dei così detti toni di combinazione; è però assai

probabile che il fenomeno stesso sia dovuto più a fenomeni non lineari negli oscillatori dell'orecchio umano (organo del Corti) che ai fenomeni di propagazione non lineare di cui stiamo parlando.

Quanto si è detto equivale al venire meno del principio di sovrapposizione, ed ha per conseguenza, come si rileva con un calcolo semplicissimo, che un'onda sinusoidale progressiva di ampiezza finita non può propagarsi mai senza deformarsi. Basta infatti porre nella [8']:

$$z = A \cos \omega \left(t - \frac{x_0}{c} \right)$$

per verificare che non vi è alcun valore delle costanti A, ω, c per cui la [8'] sia soddisfatta.

Un'altra singolarità che troverà spiegazione più tardi si ha per valori di $\partial z / \partial x_0$ tali che:

$$\frac{\partial z}{\partial x_0} = -1 .$$

L'equazione diventa allora singolare poichè se ne annulla il primo membro. In seguito verrà meglio chiarito quanto qui è stato brevemente accennato per mezzo di un sommario esame dell'equazione. È comunque da prevedere, che gravi difficoltà analitiche si presenteranno nello studio di una simile equazione non lineare alle derivate parziali del secondo ordine.

Applicazioni all'acustica dei fluidi e deduzione delle formole approssimate dell'acustica ordinaria.

4. — L'equazione [8'] è valida in una larga generalità di casi; ma, a seconda che si tratti di un liquido, di un solido o di un gas, si debbono fare le ipotesi termodinamiche che sembrano più vicine al fenomeno in istudio. In base ad esse si determina la relazione $p = p(\rho)$ che lega in ogni istante la densità di uno strato del mezzo e la pressione cui esso è sottoposto.

I casi più importanti per l'acustica sono quelli della propagazione di onde piane in un liquido ed in un gas. Si suole ammettere che quest'ultimo si trasformi adiabaticamente e si ottiene con note formole di termodinamica e ricordando la [7']:

$$p = p_0 \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{\gamma} = p_0 \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0} \right)^{-\gamma},$$

dove γ è il rapporto tra i due calori specifici del gas.

Introducendo il modulo ε di compressibilità adiabatica, si ha:

$$\frac{d p}{d \rho} = \frac{\gamma p_0}{\rho_0} \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0} \right)^{1-\gamma} = \frac{\varepsilon}{\rho_0} \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0} \right)^{1-\gamma}.$$

Se si ammettesse invece che il gas si trasformi isotermicamente, basterebbe nelle precedenti formole porre:

$$\gamma = 1.$$

Per un liquido si suole ammettere la legge empirica:

$$\frac{d\rho}{\rho} = \frac{1}{\varepsilon}\, d p\,,$$

dove ε è ancora il modulo di compressibilità, che si ammette costante. Si deduce in questa ipotesi:

$$\frac{d p}{d \rho} = \frac{\varepsilon}{\rho} = \frac{\varepsilon}{\rho_0}\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right).$$

Sostituendo in [8′], si ottiene per un gas:

$$[9] \qquad \frac{\gamma p_0}{\rho_0}\,\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-(1+\gamma)} = \frac{\partial^2 z}{\partial t^2}.$$

Nel caso di un liquido, la [9] diventa:

$$\frac{\varepsilon}{\rho_0}\,\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-1} = \frac{\partial^2 z}{\partial t^2}.$$

Si passa cioè da un gas ad un liquido ponendo $\gamma = 0$ e mantenendo il significato del modulo di compressibilità.

È poi importante mostrare come dalla [8′] scenda subito la teoria ordinaria per le oscillazioni di piccola ampiezza: consideriamo infatti quella particolare classe di soluzioni di [8′], per cui in confronto con l'unità è trascurabile $\partial z/\partial x_0$ ([11]) (o quelle della [8], per cui è $\partial x/\partial x_0 \cong 1$).

Sarà per esse approssimativamente:

$$[10] \qquad \frac{d p}{d \rho}\,\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} \quad ; \quad \frac{d p}{d \rho}\,\frac{\partial^2 x}{\partial x_0^2} = \frac{\partial^2 x}{\partial t^2}.$$

La limitazione suddetta per $\partial z/\partial x_0$ (e per $\partial x/\partial x_0$) si traduce attraverso le [7] [7′] in una limitazione anche per $p = p(\rho)$. Sviluppando infatti p in serie di potenze di $\rho - \rho_0$ si ha:

$$p = p_0 + k_1(\rho - \rho_0) + k_2(\rho - \rho_0)^2 + \ldots..$$

e, siccome per le [7] [7′] è, con l'approssimazione ammessa, $\rho \cong \rho_0$ si ha:

$$\frac{d p}{d \rho} \cong k_1.$$

([11]) In alcuni trattati ([13]) anche dei più fondamentali viene detto che l'acustica ordinaria si ha trascurando il quadrato di $\partial z/\partial x_0$ cioè della dilatazione di uno strato x_0. Ciò può facilmente ingenerare errori. Nelle deduzioni ivi fatte viene infatti trascurato il quadrato della dilatazione, ma lo si trascura rispetto alla dilatazione stessa; il che in definitiva equivale a trascurare questa rispetto all'unità.

Nel caso particolare dei fluidi, si vedeva subito direttamente dalla [9], che:

$$k_1 = \frac{\varepsilon}{\rho_0},$$

sì che le [10] diventano:

$$\frac{\varepsilon}{\rho_0}\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} \quad ; \quad \frac{\varepsilon}{\rho_0}\frac{\partial^2 x}{\partial x_0^2} = \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} \quad (^{12}).$$

Questa è la notissima equazione delle corde vibranti il cui integrale generale, posto:

$$\frac{\varepsilon}{\rho_0} = c^2,$$

è:

$$[11] \qquad z = f_1\left(t - \frac{x_0}{c}\right) + f_2\left(t + \frac{x_0}{c}\right),$$

che rappresenta due onde di velocità c dirette in senso opposto e di forma arbitraria. Lo studio dell'equazione delle corde vibranti, che è ben lungi dall'essere esaurito dalla conoscenza dell'integrale generale, si trova in ogni trattato di acustica (13). Si intende che, essendo l'equazione, per effetto delle approssimazioni introdotte, diventata lineare, scompaiono le anomalie previste per mezzo dell'equazione rigorosa.

Onde progressive e onde stazionarie e problemi relativi.

5. — Se si potesse anche per l'equazione [8'] e per il caso particolare [9] determinare con altrettanta semplicità come per l'equazione [10] la forma più generale di soluzione, sarebbe cosa assai facile risolvere gran parte dei problemi fisici corrispondenti. Ma questo non è ancora stato ottenuto da alcuno. A seconda del problema fisico che si considera, occorrerà perciò cercare quella soluzione di [8'] o di [9] che soddisfa alle condizioni particolari che dovranno essere imposte.

Possiamo distinguere in acustica due tipi di esperienze possibili e perciò due tipi di problemi da affrontare. Il primo e più importante è lo studio della propagazione di onde sonore in un mezzo indefinito. Sarebbe molto interessante per esempio considerare un altoparlante con una forma ben determinata della tromba, e ricer-

(12) Notiamo incidentalmente come risulti qui evidente che nel caso della teoria ordinaria z ed x siano retti dalla stessa equazione e che, come si potrebbe facilmente dimostrare, è anche inutile distinguere coordinate lagrangiane od euleriane.

(13) H. LAMB: Dynamical Theory of Sound - Arnold, London, 1910.
A. B. WOOD: A Text Book of Sound - Bell, London, 1930.
Lord RAYLEIGH: Dynamical Theory of Sound - Macmillan, London, 1878.

carne le caratteristiche di riproduzione. Le equazioni che abbiamo scritto rappresenterebbero in questo caso solo grossolanamente il fenomeno, essendosi presupposta l'esistenza soltanto di onde piane. Il fenomeno sarebbe d'altronde ugualmente molto difficile da studiare analiticamente.

Un altro schema possibile di esperienza, benchè direttamente meno interessante dal punto di vista delle applicazioni, è il seguente: Un tubo pieno di un fluido qualsiasi (o più generalmente un solido elastico di forma cilindrica) è chiuso da una parte da un pistone, ed è indefinito dall'altra. Ad un certo istante, mentre il mezzo è completamente immobile, al pistone viene dall'esterno impresso un moto determinato; si propagano allora nel mezzo rarefazioni e compressioni, che si chiamano in genere « onde acustiche longitudinali ». (Noi, come abbiamo detto, ammetteremo sempre che queste siano piane). Si chiedono di esse la forma, la velocità ed ogni altra caratteristica.

Se poi il tubo, invece che indefinito, fosse, alla distanza l dal pistone, chiuso da una parete rigida, interverrebbero fenomeni di riflessione multipla. Dalle leggi dell'acustica ordinaria si deduce, come è noto, che, esaurito il periodo transitorio, si formano nel tubo onde stazionarie. Sarebbe molto interessante sapere, e questa è la seconda questione, se qualcosa di analogo avviene anche per onde di ampiezza finita.

Traducendo in forma matematica le due questioni fisiche accennate si pongono così i seguenti due problemi:

Problema I. — Determinare l'integrale di [8'] e [9], nullo con le sue derivate prime per $t = 0$, eguale ad una funzione nota $f(t)$ per $x_0 = 0$. (Ammetteremo che sia, per le ragioni esposte più sotto, $f(0) = f'(0) = 0$).

Problema II. — Determinare l'integrale di [8'] e [9], nullo con le sue prime derivate per $t = 0$, eguale per $x_0 = 0$ ed $x_0 = l$ a due funzioni note del tempo.

A proposito dell'enunciato del problema I occorre fare una osservazione. È per esempio di grande interesse il caso di un moto sinusoidale del pistone; ora, se noi ponessimo, in corrispondenza a questo caso particolare, $f(t) = A \operatorname{sen} \omega t$ nell'enunciato del problema, sarebbe $f'(0) = A\omega \neq 0$, e noi ammetteremmo con questo di avere una discontinuità della velocità nelle condizioni iniziali. Si ammetterebbe infatti così di avere fatto bruscamente passare il pistone al tempo $t = 0$ dalla velocità 0 a quella $A\omega$. Questo complica assai le cose nè d'altronde ha un significato fisico molto fondato. Il pistone si metterà sempre in moto con una certa accelerazione e non raggiungerà bruscamente il valore considerato di velocità. Noi rimandiamo ai lavori citati di Hugoniot (9) lo studio dei fenomeni provocati da un pistone che assuma improvvisamente una certa velocità e che prosegua poi con un moto continuo. Ci limiteremo invece, come abbiamo detto (ed i risultati che si otterranno dovrebbero essere modificati in maniera inessenziale), a considerare casi in cui il pistone abbia per $t = 0$ velocità nulla (per cui sia cioè $f'(0) = 0$).

Quando per esempio vorremo studiare il caso di moti sinusoidali ammetteremo che il pistone si muova con legge:

$$f(t) = A(1 - \cos \omega t) .$$

Questo significa che il pistone si muove dal punto di ascissa zero con velocità inizialmente nulla, e continua poi a vibrare con moto sinusoidale intorno alla posizione media $x_0 = A$. Questo porta ad uno spostamento puramente convenzionale dell'origine delle coordinate ed introduce un caso fisicamente più plausibile ed analiticamente assai più facile. In realtà si dovrebbe invece ammettere che il pistone si muova con legge $f(t) = A$ sen ωt ma questo solo dopo un tempo τ brevissimo. Tra il tempo $t = 0$ e il tempo τ si dovrebbe ammettere una legge empirica tale che la velocità fosse nulla nell'origine e che si raccordasse alla ωA sen ωt al tempo τ.

I risultati che si otterrebbero sarebbero identici a quelli che otterremo con la nostra posizione; si potrebbero dedurre dalle formole che daremo per la soluzione del problema I nel caso di una $f(t)$ qualsiasi, purchè nulla nell'origine con la sua derivata prima.

I due problemi I e II hanno, come vedremo, un carattere ben distinto. Del problema I potremo dare una soluzione rigorosa. Del problema II non sappiamo allo stato attuale dell'analisi dire gran che. Potremo solamente dare la ragione fisica delle difficoltà analitiche che si incontrano, ed affrontarle con un metodo di successive approssimazioni.

Rimandando ai § 21, 22 la discussione del problema II, ricordiamo che Earnchaw tentò, per il problema I, soluzioni di [8'] e [9] per cui:

$$\frac{\partial z}{\partial x_0} = \psi\left(\frac{\partial z}{\partial t}\right).$$

Egli cercò cioè tutti i moti per cui la velocità di uno strato fosse legata da una relazione funzionale alla pressione cui lo strato medesimo era sottoposto. Si ispirava in questo modo all'acustica ordinaria in cui, come è noto, tra pressione e velocità esiste un rapporto costante detto « impedenza acustica ». Noi dimostreremo che esiste un caso particolarmente importante, quello del problema I, l'unico che si sappia discutere a fondo, per cui vale la formula di Earnchaw; vedremo come essa si possa dedurre e non ammettere a priori (§ 10).

Un metodo di successive approssimazioni.

6. — Per risolvere il problema I si può ricorrere ad un metodo di successive approssimazioni dovuto ad Airy (13) (14). Il metodo è interessante, perchè l'analisi rigorosa che faremo dello stesso problema confermerà, cosa a priori non sicura, la bontà della solu-

(14) H. Lamb: Dynamical Theory of Sound - Arnold, London, 1910.

zione. La [9], per soluzioni tali che siano trascurabili $(\partial z/\partial x_0)^2$ e i termini di ordine superiore, diventa, sviluppando il binomio che vi compare:

$$[9'] \qquad \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = - c^2 (1 + \gamma) \frac{\partial z}{\partial x_0} \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}$$

con:

$$c^2 = \frac{\varepsilon}{\rho_0}.$$

Se il secondo membro di [9'] fosse nullo, la soluzione $z^{(0)}$ che soddisfa ai dati del problema I si otterrebbe da [11], esprimendo che z, $\partial z/\partial t$ devono essere nulle per $t = 0$, ed eguali a $f(t)$, $f'(t)$ per $x_0 = 0$, $t > 0$. Si ricava con semplici calcoli:

$$z^{(0)} = \begin{cases} 0 & \text{per } x_0 > c\,t \\ f\left(t - \dfrac{x_0}{c}\right) & \text{per } x_0 < c\,t \text{ (15)}. \end{cases}$$

---

(15) Deve infatti:

$$z^{(0)} = f_1\left(t - \frac{x_0}{c}\right) + f_2\left(t + \frac{x_0}{c}\right)$$

essere tale che:

$$z^{(0)} = 0 \qquad \text{per} \quad t = 0 \quad x_0 > 0$$

$$\frac{\partial z^{(0)}}{\partial t} = 0 \qquad \text{per} \quad t = 0 \quad x_0 > 0$$

$$z^{(0)} = f(t) \qquad \text{per} \quad x_0 = 0 \quad t > 0;$$

cioè deve essere:

$$f_1(-u) + f_2(u) = 0 \qquad u > 0$$

$$f_1'(-u) + f_2'(u) = 0 \qquad u > 0$$

$$f_1(u) + f_2(u) = f(u) \qquad u > 0,$$

e, integrando la seconda:

$$f_1(-u) + f_2(u) = 0 \qquad u > 0$$

$$-f_1(-u) + f_2(u) = C \qquad u > 0$$

$$f_1(u) + f_2(u) = f(u) \qquad u > 0.$$

C è una costante; ricavando $f_2(u)$:

$$f_2(u) = \frac{C}{2} \qquad u > 0$$

$$f_1(-u) = -\frac{C}{2} \qquad u > 0$$

Sostituendo $z^{(0)}$ nel secondo termine di [9'], otteniamo:

$$[9''] \qquad \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = -\tfrac{1}{2}(1+\gamma)\frac{\partial}{\partial x_0}\left[f'\left(t - \frac{x_0}{c}\right)\right]^2.$$

La [9''] è una ulteriore approssimazione di [9']. Ma [9''] si può facilmente risolvere. Posto col consueto artificio di D'Alembert:

$$t - \frac{x_0}{c} = \xi \qquad t + \frac{x_0}{c} = \eta\,,$$

si può ritrovare il risultato di Airy. Risulta:

$$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = 4\frac{\partial^2 z}{\partial \xi\,\partial \eta} = \frac{1}{2c}(1+\gamma)\frac{\partial}{\partial \xi}[f'(\xi)]^2$$

e, integrando:

$$z = \frac{1+\gamma}{8c}\eta\,[f'(\xi)]^2 + f_1(\xi) + f_2(\eta)\,,$$

dove f_1 ed f_2 sono funzioni arbitrarie. Si ha dunque:

$$z = \begin{cases} \dfrac{1+\gamma}{8c}\left(t + \dfrac{x_0}{c}\right)\left[f'\left(t - \dfrac{x_0}{c}\right)\right]^2 + f_1\left(t - \dfrac{x_0}{c}\right) + \\ \qquad\qquad + f_2\left(t + \dfrac{x_0}{c}\right) \quad \text{per } x_0 < ct \\ 0 \qquad\qquad \text{per } x_0 > ct\,. \end{cases}$$

Le condizioni al contorno del problema I ci danno in questo caso:

$$z = 0 \qquad \text{per } x_0 = ct$$
$$z = f(t) \qquad \text{per } x_0 = 0\,,$$

da cui, ricordando che $f'(0) = 0$,

$$f_1(0) + f_2(2t) = 0$$
$$f_1(t) + f_2(t) + \frac{1+\gamma}{8c}t\,[f'(t)]^2 = f(t)\,.$$

$$f_1(u) = f(u) - \frac{C}{2} \qquad u > 0$$

cioè:

$$z^{(0)} = 0\,,\ \text{per } x_0 > ct\,,$$

e, per $x_0 < ct$:

$$z^{(0)} = f\left(t - \frac{x_0}{c}\right),$$

come dovevasi dimostrare.

Dalla prima si ha che f_2 è una costante; dalla seconda si deduce, a parte un fattore costante inessenziale:

$$f_1\left(t - \frac{x_0}{c}\right) = f\left(t - \frac{x_0}{c}\right) - \frac{1+\gamma}{8\,c}\left(t - \frac{x_0}{c}\right)\left[f'\left(t - \frac{x_0}{c}\right)\right]^2,$$

cioè:

$$z = \begin{cases} f\left(t - \dfrac{x_0}{c}\right) + \dfrac{1+\gamma}{4\,c^2}\,x_0\left[f'\left(t - \dfrac{x_0}{c}\right)\right]^2 & \text{per } x_0 < c\,t \\ 0 & \text{per } x_0 > c\,t\,. \end{cases}$$

Supponendo $f(t) = A\,(1 - \cos \omega\, t)$, si ha, per $x_0 < c\,t$:

$$[12] \quad z = A\left\{1 - \cos\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right) + \frac{1+\gamma}{8\,c^2}\,A\,\omega^2\,x_0\left[1 - \cos 2\,\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right)\right]\right\}.$$

Questa formola ci dice che in seconda approssimazione un'onda sinusoidale progressiva si deforma, poichè alla fondamentale, che si ha nella teoria ordinaria e che la [12] non muta, si aggiunge una seconda armonica di ampiezza tanto maggiore quanto maggiore è la distanza dalla sorgente. Il risultato espresso in questo modo, così come lo aveva trovato Airy, è, a parte il procedimento matematicamente discutibile, paradossale. Non pare assolutamente possibile infatti che, a grandi distanze dalla sorgente, l'ampiezza della seconda armonica sia diventata praticamente infinita (16); nè ci si rende chiaramente conto del come sia rispettata la conservazione dell'energia; l'ampiezza infatti della seconda armonica dovrebbe necessariamente aumentare a spese di una diminuzione di ampiezza della fondamentale dello stesso ordine di grandezza.

Oltre all'esistenza di una seconda armonica, la formola di Airy mostra anche l'esistenza di un termine continuo:

$$\frac{1+\gamma}{8\,c^2}\,A\,\omega^2\,x_0$$

crescente colla distanza x_0 dalla sorgente, tale da creare la ben nota pressione di radiazione acustica.

Nonostante il fatto di un netto contrasto con la conservazione dell'energia, la formola di Airy è stata ammessa senza accenni a limitazioni da molti (3) come rappresentante i fenomeni con sufficiente precisione. Ed esperienze recenti l'hanno anche, entro deter-

(16) Questo matematicamente è reso impossibile dal fatto che, per x_0 tale che:

$$x_0\,\frac{1+\gamma}{8}\,\frac{A\,\omega^3}{c^3} \not< 1\,,$$

$\partial z / \partial x_0$ diventa dell'ordine di grandezza dell'unità, in contrasto con le approssimazioni fatte.

minati limiti, confermata. Il fatto pare in certo modo strano ed è naturale che sorga la domanda, perchè, ed entro quali limiti, la formola suddetta sia valida e in quale maniera si possa conciliare il riuscito controllo sperimentale con l'apparente assurdità di talune conseguenze. Vedremo (§ 20) come ciò si ottenga, attraverso la soluzione rigorosa del problema I. La parte fondamentale di questa soluzione è dovuta ad Hugoniot, che in due classici lavori (9) portò fin dal 1889 il problema, dal punto di vista matematico, ad una soluzione quasi completa e fisicamente molto interessante. Esporremo sommariamente i suoi procedimenti ed i suoi risultati per trarne poi altre conseguenze che ci interessano.

Il concetto di onda progressiva.

7. — La soluzione rigorosa del problema della propagazione di onde di grandezza finita è riportata da Hugoniot ad un problema geometrico di notevole importanza matematica. Hugoniot ha anzi per primo scoperto e messo in luce la relazione chiara ed intima tra fenomeni di propagazione e problemi geometrici. Nonostante l'eleganza di simili questioni, esse escono dai limiti del presente lavoro: cercheremo anzi di dare un'interpretazione puramente fisica dei punti essenziali dei ragionamenti di Hugoniot rimandando ai suoi lavori chi desideri conoscere lo studio degli sviluppi particolari.

Dobbiamo a questo scopo rivedere accuratamente il concetto usuale di propagazione come è inteso nell'acustica ordinaria. Immaginiamo, per fissare le idee su di un esempio concreto, un tubo pieno di gas indefinito da una parte. Si stia in questo tubo propagando da un po' di tempo una nota musicale continua: un uditore che ascolti in punti tanto lontani dalla sorgente che il suono non vi sia ancora giunto, non sentirà nulla. Un uditore invece che sia in punti abbastanza vicini avrà ad un certo istante sentito cominciare un suono che, se la sorgente di suono è continua, non cesserà più. Passando il tempo, sempre nuovi uditori messi lungo il tubo sentiranno il suono. Ad ogni istante di tempo dunque il tubo è diviso in due parti: quella dove il suono è già «arrivato» e quella in cui il gas è ancora a riposo. Le due parti sono separate da una sezione piana detta fronte d'onda. Il fronte d'onda si sposta col tempo con una velocità che abbiamo chiamata c (§ 4).

Sempre rimanendo nell'acustica delle piccole ampiezze e traducendo in linguaggio matematico quanto abbiamo detto, il movimento del gas nel tubo è rappresentato dalla soluzione:

$$z = 0$$

dell'equazione fondamentale in una parte del tubo, e (come risulta dalla nota (15) del § 6) *sempre da una stessa*:

$$z = f\left(t - \frac{x_0}{c}\right)$$

nell'altra parte. Le due parti sono separate da una sezione piana s

che si sposta col tempo con velocità c. È cioè:

$$\frac{d s}{d t} = c .$$

Questa facile rappresentazione matematica del concetto di propagazione potrebbe estendersi immediatamente alle onde di grande ampiezza; e così faremo in seguito seguendo i procedimenti di Hugoniot.

Occorre qui un'importante avvertenza. Nell'acustica ordinaria, poste le condizioni iniziali coi criteri di cui si è parlato nel § 5, non esiste sul fronte d'onda alcuna discontinuità nelle velocità e nelle pressioni; infatti il fronte d'onda è ad ogni istante nel punto $x_0 = c\,t$, e:

$$z = f\left(t - \frac{x_0}{c}\right)$$

è in quel punto nulla per ipotesi con la sua derivata.

È evidente che, per quanto un'onda di grande ampiezza possa propagarsi in maniera differente da un'onda di ampiezza infinitesima, almeno vicino alla sorgente non differirà molto da questa; ed inoltre, se il pistone che provoca l'onda ha iniziato il movimento senza far compiere bruschi cambiamenti alla velocità della sezione piana iniziale, anche le sezioni piane vicine si muoveranno senza che intervengano discontinuità di quel tipo.

Come conseguenza di queste considerazioni, noi ci limiteremo a studiare la propagazione *finchè sul fronte d'onda, ammessi continui i dati iniziali, non intervengono discontinuità nelle velocità e nelle pressioni, cioè nelle derivate prime della legge del moto.*

La definizione di compatibilità.

8. — Riassumendo quanto è stato detto finora sul problema delle onde piane progressive, dobbiamo concludere che il problema va posto matematicamente come ricerca di quell'integrale dell'equazione [8'] e [9] di Earnchaw, che, soddisfacendo ai dati iniziali del problema I, esiste in una parte sola del tubo mentre nell'altra il fluido è in riposo.

Le due parti del fluido sono separate da una sezione piana s (fronte d'onda) che si muove con una velocità che chiameremo « velocità di propagazione dell'onda »; attraverso il fronte dell'onda non vi sono discontinuità nelle derivate prime della legge del moto.

Il problema matematico posto in questo modo è facile. Poste ben chiare le premesse, è inutile scendere nei particolari analitici: interessa solamente il risultato che è di importanza fondamentale per tutto quanto segue. Si trova infatti che la non linearità dell'equazione di propagazione fa intervenire un fatto del tutto nuovo, che si può enunciare nel modo seguente:

Se nel tubo si sta propagando un'onda in modo tale che una parte del fluido è in riposo, mentre l'altra è in moto con una certa legge, ne segue:

a) la sezione piana *s* che separa le due parti del fluido si muove con una velocità ben determinata,

b) la legge del moto soddisfa non solo all'equazione fondamentale, ma anche ad un'altra equazione.

In altre parole, tra tutte le soluzioni delle equazioni [8'] e [9] ve ne sono solamente alcune che possono rappresentare un'onda che si propaga secondo i concetti usuali in un gas in riposo. Scegliendo tra queste quella particolare che soddisfa alle condizioni fissate per il moto del pistone dai dati del problema I, si deve ottenere la forma d'onda progressiva creata dal pistone stesso cioè, in definitiva, la soluzione cercata dal problema.

È necessario precisare ancor di più quanto è stato detto in questo paragrafo introducendo la definizione rigorosa di « compatibilità ». Sulle conseguenze *a*) e *b*) torneremo nei prossimi paragrafi. riposo se nell'istante $t + d\,t$, pure essendosi spostato il fronte d'onda *s* in due parti, l'una in riposo, l'altra moventesi con una certa legge $z\,(x_0\,,\,t)$, diremo che questa rappresenta un moto compatibile col riposo se nell'istante $t + d\,t$ pure essendosi spostato il fronte d'onda *s*, lo stato del gas rimane sempre rappresentato da un lato dal riposo ($z = 0$) e dall'altro dalla stessa $z\,(x_0\,,\,t)$.

La definizione di compatibilità è di fondamentale importanza e si estende senza cambiamenti al caso in cui, invece del riposo, si tratti di un moto qualsiasi ([17]) del gas. Si ha in questo caso che, *dato un mezzo il cui movimento ad un certo istante t possa rappresentarsi mediante due integrali dell'equazione di Earnchaw separati dalla sezione piana di ascissa s, i due integrali rappresentano due moti compatibili, se all'istante $t + d\,t$, il movimento del mezzo — pure essendosi spostato s — è sempre rappresentato dai due medesimi integrali.*

Condizioni di compatibilità. Velocità di propagazione.

9. — Abbiamo detto nel paragrafo precedente che un'onda propagantesi in un fluido in riposo è separata dalla parte del fluido ancora immobile da una sezione piana, che si muove con velocità ben determinata. Ciò significa che il solo fatto che un'onda si propaghi ne fissa automaticamente la velocità. Si trova che questa è data dalla :

$$\frac{d\,s}{d\,t} = \sqrt{\left(\frac{d\,p}{d\,\rho}\right)_{\rho = \rho_1}}\;;$$

coincide cioè con la usuale velocità *c* del suono per le onde di piccola ampiezza :

Il fronte di un'onda piana qualsiasi, compatibile col riposo, si propaga nel fluido a riposo con una velocità assolutamente indipendente, finchè non intervengono discontinuità nella velocità e nella densità, dalla forma e dall'ampiezza dell'onda.

([17]) Si tratta qui di un moto, arbitrario, oscillatorio o no, e non, evidentemente, di una semplice traslazione.

Questi risultati riguardanti la velocità di propagazione ricevono molte interessanti generalizzazioni. Ci limitiamo come al solito ad enunciarle senza darne la dimostrazione per la quale rimandiamo sempre all'opera di Hugoniot.

Scriviamo la [8′] sotto la forma:

[13] $$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = \varphi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right)\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}.$$

1) Si dimostra che dato un moto qualsiasi u, soluzione di [13], tutti i moti compatibili con u sono da questo divisi da una sezione piana, che si muove con una velocità:

$$\frac{d s}{d t} = \pm\sqrt{\varphi\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)}$$

relativamente al fluido già in moto, e con una velocità:

$$\frac{d s}{d t}\left(1 + \frac{\partial u}{\partial x_0}\right) = \pm\sqrt{\frac{\gamma p}{\rho}}$$

misurata assolutamente, cioè rispetto alle pareti del tubo.

2) Se anche si considerasse un fluido la cui densità non sia inizialmente uniformemente distribuita, la velocità di propagazione nel gas a riposo non cambia. Sarà semplicemente:

$$\frac{d s}{d t} = \sqrt{\left(\frac{d p}{d \rho}\right)_{\rho=\rho(x_0)}}$$

funzione della posizione del fronte d'onda.

3) Si trova un valore identico per la velocità delle onde sferiche rifacendo per queste gli stessi ragionamenti fatti per le onde piane.

Condizione di compatibilità. Relazione tra velocità e dilatazione.

10. — L'equazione [8′] può essere scritta nella forma citata [13]:

[13] $$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = \varphi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right)\frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}.$$

in cui si immagina di avere già sostituito a $d\,p/d\,\rho$ il suo valore in funzione di $\partial z/\partial x_0$ per mezzo della [7′].

Nel caso particolare della [9] è:

$$\varphi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right) = \frac{\varepsilon}{\rho_0}\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-(1+\gamma)} = c^2\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-(1+\gamma)}.$$

Se si considera un gas che si trasformi isotermicamente, si dovrà porre $\gamma = 1$; se si considera un liquido, risulta dalle conside-

razioni del § 4 che si dovrà porre $\gamma = 0$ mantenendo il significato di ε. Noi useremo sempre la forma [13] dell'equazione fondamentale. Scriveremo tuttavia, indicandole con apici, le formole di maggiore interesse anche per il caso particolare [9]. Va fatta però l'avvertenza, che per $\gamma = 1$ alcune delle formole che verranno scritte diventano singolari, perchè si annullano dei denominatori. Si ovvierà alla cosa cercando il limite per $\gamma = 1$ con le regole consuete.

Fatte queste avvertenze, ricordiamo che le considerazioni di compatibilità, da cui si deducono i risultati riassunti nel paragrafo precedente, forniscono anche, come si è detto nel § 8, una condizione analitica cui devono soddisfare tutte le soluzioni di [13] compatibili col riposo, cioè in sostanza quelle che ci interessano. Limitandoci alle onde che si propagano nel verso positivo dell'asse x_0 si trova che la condizione accennata è la seguente:

$$[14] \qquad \frac{\partial z}{\partial t} = \psi(0) - \psi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right)$$

$$[14'] \qquad \frac{\partial z}{\partial t} = -\frac{2c}{\gamma - 1}\left[1 - \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-\frac{\gamma-1}{2}}\right]$$

$$\frac{\partial z}{\partial x_0} = \left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c}\frac{\partial z}{\partial t}\right)^{-\frac{2}{\gamma-1}} - 1\,.$$

La nuova funzione ψ ora introdotta è definita dalla:

$$[15] \qquad \varphi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right) = \left[\psi'\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right)\right]^2$$

$$[15'] \qquad \psi\left(\frac{\partial z}{\partial x_0}\right) = -\frac{2c}{\gamma - 1}\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-\frac{\gamma-1}{2}}$$

con un segno tale che $\psi'(0)$ sia positivo. La soluzione del problema I va dunque cercata tra le soluzioni della [14], la quale è molto più facile da studiare della [13]. Si tratta infatti di una equazione lineare del primo ordine. Prima però di proseguire su questa via, non seguita da Hugoniot, vogliamo riassumere gli interessanti risultati che si deducono direttamente dalla [14].

Introdotte le due grandezze:

$$v = \frac{\partial z}{\partial t} \qquad \Delta = \frac{\partial z}{\partial x_0}$$

rispettivamente velocità e dilatazione di uno strato, si ha:

1) In un'onda compatibile col riposo le [14] stabiliscono in ogni istante e in ogni punto una relazione funzionale tra velocità e dilatazione.

Chiamando $v_0 = f'(t)$ la velocità della sezione iniziale $x_0 = 0$ del fluido, risulta per esempio dalla [14'], che la sua dilatazione è:

$$[16] \qquad \Delta_0 = \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} v_0\right]^{-\frac{2}{\gamma - 1}} - 1 .$$

2) Sempre considerando il caso particolare dei fluidi, si deduce anche da [14'] che aumentando Δ diminuisce v, cioè che una sezione compressa ha una velocità maggiore di una dilatata.

3) Risulta ancora dalla [14'] che per:

$$-1 < \Delta < \infty \quad \text{è} \quad \infty > v > -\frac{2c}{\gamma - 1} .$$

È evidente che non può essere mai $\Delta < -1$ (18); in caso contrario si avrebbe un accorciamento maggiore della lunghezza primitiva. Si deve dunque nella [14'] considerare Δ compreso tra -1 e ∞.

Facendo crescere Δ in maniera continua da -1 a ∞ si vede che per $\Delta = -1$, v è infinitamente grande, si annulla per $\Delta = 0$, diventa negativa per una dilatazione positiva, tendendo al limite:

$$v = -\frac{2c}{\gamma - 1} .$$

A questa velocità corrisponde così una dilatazione infinita. Se un pistone oscillando con legge $f'(t) = A\,\omega \operatorname{sen} \omega t$ raggiungesse per esempio la velocità $-A\,\omega > -2c/(\gamma - 1)$, il gas si staccherebbe dal pistone e si creerebbe il vuoto davanti a questo. Ciò naturalmente è pura teoria; un fluido perfetto sottoposto ad una simile dilatazione adiabatica perderebbe, per il cambiamento di temperatura, le sue proprietà caratteristiche. Se $\gamma = 1$ la singolarità evidentemente scompare.

4) Dalle [13] [14] [15], utilizzando cioè il fatto che un'onda compatibile col riposo soddisfa alle due equazioni [13] e [14] nello stesso tempo, si possono dedurre varie formole che ci serviranno in seguito.

La [13] si può scrivere:

$$\frac{\partial v}{\partial t} = \varphi(\Delta) \frac{\partial \Delta}{\partial x_0}$$

e la [14], derivando rispetto a t:

$$\frac{\partial v}{\partial t} = -\psi'(\Delta) \frac{\partial \Delta}{\partial t} .$$

---

(18) L'equazione [8'] è singolare per $\Delta = -1$; lo si era notato nel § 3. È chiara qui la ragione fisica della cosa.

da cui:

$$\varphi(\Delta)\frac{\partial \Delta}{\partial x_0} = -\psi'(\Delta)\frac{\partial \Delta}{\partial t}$$

e, ricordando [15],:

[17] $$\frac{\partial \Delta}{\partial t} + \psi'(\Delta)\frac{\partial \Delta}{\partial x_0} = 0,$$

[17′] $$\frac{\partial \Delta}{\partial t} + c(1+\Delta)^{-\frac{1+\gamma}{2}}\frac{\partial \Delta}{\partial x_0} = 0.$$

In modo analogo si ricava:

$$\frac{\partial v}{\partial t} + \psi'(\Delta)\frac{\partial v}{\partial x_0} = 0.$$

Per fare scomparire Δ, si devono ricavare per mezzo di [14] e [14′] le:

[18] $$\psi'(\Delta) = \sqrt{\varphi(\Delta)} = \Theta(v)$$

[18′] $$\psi'(\Delta) = \Theta(v) = c\left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c}v\right)^{\frac{1+\gamma}{\gamma-1}}.$$

Si ottiene in questo modo:

[19] $$\frac{\partial v}{\partial t} + \Theta(v)\frac{\partial v}{\partial x_0} = 0$$

[19′] $$\frac{\partial v}{\partial t} + c\left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c}v\right)^{\frac{1+\gamma}{\gamma-1}}\frac{\partial v}{\partial x_0} = 0.$$

Le [17] e [19] sono equazioni differenziali alle derivate parziali, del tipo più elementare, rispettivamente nella dilatazione e nella velocità: si integrano immediatamente e si ottiene, come è facile verificare, ricordando i dati del problema I:

[20] $$v = v_0\left(t - \frac{x_0}{\Theta(v)}\right)$$

[20′] $$v = v_0\left(t - \frac{x_0}{c}\left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c}v\right]^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}\right)$$

[21] $$\Delta = \Delta_0\left(t - \frac{x_0}{\psi'(\Delta)}\right)$$

[21′] $$\Delta = \Delta_0\left(t - \frac{x_0}{c}(1+\Delta)^{\frac{1+\gamma}{2}}\right),$$

ove $v_0 = f'(t)$ è la velocità del pistone e perciò della prima sezione piana del gas; Δ_0 è la corrispondente dilatazione legata alla v_0 per mezzo della [16].

Propagazione di un'onda elementare. Deformazione di un'onda sinusoidale.

11. — Alla fine del precedente paragrafo abbiamo con procedimenti puramente analitici, ma molto elementari, dedotte le formole [20] e [21], che hanno notevole interesse. Osserviamo per esempio la [20]. Essa è molto simile alla:

$$v = f'\left(t - \frac{x_0}{c}\right)$$

che, nell'acustica ordinaria, dà la velocità di una sezione piana al tempo t. Nella [20], invece della costante c, che è la velocità del suono, compare una funzione $\Theta(v)$ della stessa v. Vedremo tra poco quale sia il significato di $\Theta(v)$. Viene immediatamente l'idea di cercar di ottenere dalla [20] un'espressione:

$$v = v(x_0, t),$$

che risolverebbe tutte le questioni. Basta tentare per vedere che, salvo casi particolari, la cosa è difficilissima se non impossibile. Per esempio se $f'(t) = A\,\omega \operatorname{sen} \omega\, t$, la [20'] diventa:

$$v = A\,\omega \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{x_0}{c}\left[1 + \frac{\gamma - 1}{2\,c}\,v\right]^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}\right)$$

e non riteniamo sia stata, salvo che con sviluppi in serie, mai risolta una simile equazione trascendente in v.

La difficoltà può in parte essere evitata. Consideriamo un piano con due assi ortogonali di riferimento x_0 e t. Un punto in questo piano ci definirà ad un certo istante una certa sezione piana x_0 del mezzo in esame. Noi ci poniamo il problema di unire in questo piano tutti i punti che rappresentano sezioni piane di dilatazione o di velocità costante. In altre parole vogliamo rappresentare mediante linee di livello sul piano (x_0, t) le superfici [20] [21], che danno per ogni sezione piana e ad ogni istante il valore della rispettiva velocità e dilatazione.

Fissiamoci sulla dilatazione; per la velocità, ricordando che:

$$\psi'(\Delta) = \Theta(v),$$

si hanno risultati identici.

Scriviamo la [21] sotto la forma:

$$\Delta_0\left(t - \frac{x_0}{\psi'(\Delta)}\right) - \Delta = 0.$$

Essa, per il nostro scopo, può essere considerata come una relazione che lega implicitamente, Δ essendo costante, le variabili x_0, t.

Con la regola ben nota delle funzioni implicite si ottiene:

$$\frac{d x_0}{d t} = \psi'(\Delta), \tag{22}$$

cioè i punti di eguale dilatazione Δ si trovano sul piano (x_0, t) su di una retta di coefficiente angolare $\psi'(\Delta)$. In altre parole:

Sia una dilatazione Δ sia una velocità v si propagano in un gas a riposo senza alterarsi con una velocità $d x_0 / d t = \psi'(\Delta) = \Theta(v)$ che dipende dalla grandezza della dilatazione o della velocità stessa.

Questo risultato trova subito una notevole applicazione. Supponiamo che sia:

$$v_0 = f'(t) = A\,\omega \operatorname{sen} \omega t$$

la velocità della sezione piana $x_0 = 0$ del fluido, cioè dello strato di questo che è attaccato al pistone.

Per il risultato sopra scritto, se la sezione $x_0 = 0$ ha al tempo t_1 la velocità $v_0(t_1)$, la sezione piana $\Theta(v_0)(t_2 - t_1)$ avrà la stessa velocità al tempo t_2 e così via. Questo può essere reso più chiaro da una figura. Ricordiamo che:

$$\Theta(v_0) = c\left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c} v_0\right)^{\frac{1+\gamma}{\gamma-1}}$$

e consideriamo il tubo dopo un tempo $T = 2\pi/\omega$ dal momento in cui il pistone ha cominciato a muoversi.

La velocità $v_0 = 0$, che la sezione piana iniziale aveva al tempo $t = 0$, la ha adesso la sezione:

$$x_0 = \Theta(0)\frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{\omega} c.$$

La velocità $v_0 = A\,\omega$, che la sezione piana iniziale aveva al tempo $\pi/2\,\omega$, la ha la sezione piana:

$$x_0 = \Theta(A\,\omega)\frac{3}{2}\frac{\pi}{\omega} = c\left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c} A\,\omega\right)^{\frac{1+\gamma}{\gamma-1}} \frac{3}{2}\frac{\pi}{\omega}.$$

È evidentemente:

$$\Theta(A\,\omega)\frac{3}{2}\frac{\pi}{\omega} > \frac{3}{2}\frac{\pi}{\omega} c$$

valore che si avrebbe dall'acustica ordinaria.

La velocità $v_0 = -A\,\omega$, che la sezione piana iniziale aveva al tempo $(3/2)(\pi/\omega)$, la ha la sezione piana:

$$x_0 = \Theta(-A\,\omega)\frac{\pi}{2\,\omega} = c\left(1 - \frac{\gamma - 1}{2c} A\,\omega\right)^{\frac{1+\gamma}{\gamma-1}} \frac{\pi}{2\,\omega} < \frac{\pi}{2\,\omega} c.$$

Nella fig. 1 è mostrato, esagerando le proporzioni, come in questo modo viene a deformarsi dopo il tempo $T = 2\pi/\omega$ e $T = 4\pi/\omega$

la sinusoide delle velocità a causa del fatto che $\Theta(v)$ non è costante ed eguale a c.

Risulta inoltre ben chiaro dal ragionamento precedente che la velocità $d\,s/d\,t = c$ del fronte d'onda di cui si è parlato nel § 9, è la velocità $c = \Theta$ (o) con cui si propaga l'onda elementare di velocità $v_0 = f'$ (o) = o posseduta dalla sezione iniziale $x_0 =$ o al tempo $t =$ o.

Un fenomeno caratteristico.

12. — Abbiamo visto nel paragrafo precedente come si deformi la curva delle velocità. È facile immaginare quello che accadrebbe ripetendo i ragionamenti fatti per molti periodi successivi. La cresta superiore dell'onda, cioè la sezione piana di velocità massima,

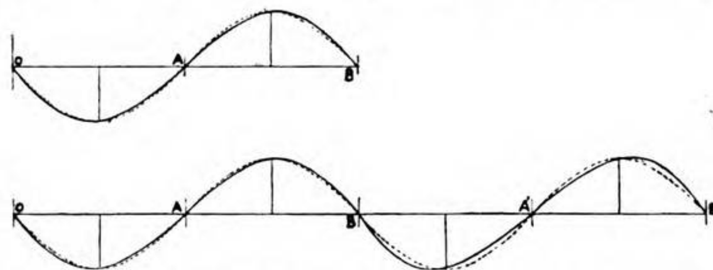


Fig. 1. — Deformazioni che si introducono nella propagazione di un'onda sinusoidale. (La linea a tratto pieno rappresenta la forma reale (molto esagerata) dell'onda, quella tratteggiata, di cui sono segnate anche le ordinate massime, la sinusoide).

si avvicina sempre di più al fronte d'onda, mentre la cresta inferiore, cioè la sezione piana di velocità minima, tende sempre a restare indietro.

Il fronte dell'onda va man mano diventando più ripido. Ad un certo istante la tangente alla curva delle velocità diventa perpendicolare all'asse x_0; in uno stesso punto in uno stesso istante, la velocità dovrebbe avere due valori differenti. In altre parole, richiamandoci al concetto di onda elementare del paragrafo precedente, un'onda elementare raggiunge la successiva.

Interviene un fenomeno nuovo; l'equazione fondamentale perde ogni significato poichè $\partial^2 z/\partial x_0^2$ diventa infinitamente grande; l'onda continuerà a propagarsi ma con una legge nuova.

Come si propaghi in seguito è una questione assai complessa; l'onda assume l'aspetto di un'onda di esplosione; nè il problema matematico corrispondente è, a nostra conoscenza, mai stato risolto.

È interessante rendersi conto chiaramente del come possa avvenire fisicamente questo strano fenomeno.

Benchè il pistone si muova di moto continuo, l'onda da esso prodotta diventa ad un certo istante discontinua. Esiste in natura un fenomeno analogo molto noto, che può servire di paragone: quello delle onde del mare che si rompono vicino alla spiaggia. Nello stu-

dio elementare del moto ondoso, si verifica facilmente, con l'applicazione dei più semplici concetti di idrodinamica, che un moto possibile delle particelle d'acqua è quello ellittico. Questa ellissi però, per profondità grandi rispetto alla lunghezza d'onda, diventa un cerchio; siccome tutte le particelle descrivono cerchi con fase variabile, si ha una propagazione di onde di forma sensibilmente cicloidale.

Avvicinandosi a riva le cose cambiano; la profondità decresce e le parti dell'onda che si trovano in punti di maggior profondità, cioè le parti dell'onda più lontane da riva, tendono ad andare più in fretta di quelle più vicine, l'onda tende perciò a deformarsi, a stringersi, a diventare sempre più ripida. A un certo istante « si rompe ». Cosa avvenga dopo, ognuno sa; non si può certo dire che il tipo di propagazione sia il medesimo; si ha un effettivo spostamento di acqua e non un semplice movimento « in loco » delle particelle. Qualcosa di simile avviene qui per le onde acustiche benchè per ragioni differenti. Non esistono in merito dati sperimentali, salvo qualche esperienza del Vieille non molto conclusiva.

13. — Proponiamoci di determinare quale spazio debba aver percorso il fronte dell'onda perchè il fenomeno accennato abbia inizio. Sia $\Delta_0(t)$ la dilatazione di un'onda elementare partita dal pistone al tempo t, e sia essa raggiunta al tempo $t + \tau = T$ dall'onda elementare di dilatazione $\Delta_0 + d\,\Delta_0$ partita al tempo $t + d\,t$. Le due onde avranno percorso lo stesso cammino X e si avrà perciò:

$$X = \tau\,\psi'(\Delta_0)$$
$$X = (\tau - d\,t)\,\psi'(\Delta_0 + d\,\Delta_0)\,,$$

da cui, trascurando infinitesimi di ordine superiore:

$$[23] \quad T = t + \tau = \frac{\psi'(\Delta_0)}{\psi''(\Delta_0)}\,\frac{1}{\dfrac{d\,\Delta_0}{d\,t}} + t \qquad [23'] \quad T = t - \frac{2}{1+\gamma}\,\frac{1+\Delta_0}{\dfrac{d\,\Delta_0}{d\,t}}$$

$$[24] \quad X = \frac{[\psi'(\Delta_0)]^2}{\psi''(\Delta_0)}\,\frac{1}{\dfrac{d\,\Delta_0}{d\,t}} \qquad [24'] \quad X = \frac{-2\,c\,(1+\Delta_0)^{\frac{\gamma-1}{2}}}{(1+\gamma)\,\dfrac{d\,\Delta_0}{d\,t}}\,.$$

Le [23] [24] ci danno in forma parametrica le due equazioni di una curva del piano x_0, t luogo dei punti X, T in cui due onde successive si raggiungono. Van però fatte le seguenti osservazioni di carattere evidente:

a) Occorre considerare solamente i punti della curva che corrispondono a valori positivi del parametro t.

b) Occorre cercare il valore di t per cui X è minimo, non tralasciando di considerare anche il valore $t = 0$ di t.

c) Determinato il valore X minimo non bisognerà mai pretendere di discutere secondo l'equazione [13] il tipo di propagazione a distanze maggiori di X. È intervenuta una discontinuità,

che muta da quel punto il fenomeno. Non si può più parlare di propagazione di un suono: il fenomeno è diventato simile a quello delle onde di esplosione (la cui propagazione avviene in genere con velocità maggiori di quella del suono e con caratteristiche assai più complesse).

Se si considera per esempio il caso particolare di un pistone che si muova di moto sinusoidale, cioè si pone, ricordando [16]:

$$\Delta_0(t) = \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} A\,\omega \operatorname{sen} \omega t\right]^{-\frac{2}{\gamma - 1}} - 1\,,$$

si ottiene dalla [24']:

$$X = \frac{2c^2}{(\gamma + 1) A\,\omega^2} \frac{\left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} A\,\omega \operatorname{sen} \omega t\right]^{\frac{2\gamma}{\gamma - 1}}}{\cos \omega t}\,.$$

Seguendo la precedente osservazione *b*) si dovrà cercare il minimo di X rispetto a t. La formola finale risulta assai poco sintetica; si trova tuttavia che nei casi pratici è ottimamente approssimata la formola:

[25] $$X = \frac{2c^2}{(\gamma + 1) A\,\omega^2}\,.$$

Essa rappresenta la distanza limite, cui si possono applicare le nostre teorie, ed è interessante non solo per il caratteristico fenomeno cui si riferisce, ma anche perchè entrerà in tutti i calcoli seguenti come parametro essenziale.

Possibili ricerche sperimentali.

14. — Varie considerazioni il cui peso non è facile valutare, e su cui torneremo nel § 22, fanno pensare che le deduzioni teoriche relative al fenomeno di propagazione ora descritto possano forse essere soggette a limitazioni. Ma è assai difficile tenerne conto (ed anche valutarne l'ordine di grandezza). Pare perciò interessante ed è attualmente in corso una ricerca sperimentale atta a verificare l'esistenza del fenomeno stesso.

Osservando la [25] si vede che, a pari potenza acustica per unità di area, cioè essendo costante $A\,\omega$, conviene scegliere un suono della frequenza più elevata possibile, in un mezzo in cui c sia il più possibile piccolo. Si hanno in questo modo valori piccoli e forse sperimentalmente verificabili della distanza X.

Un'idea degli ordini di grandezza può essere data da qualche esempio numerico: per un ultrasuono di $\omega = 10^6$ $A = 10^{-5}$ cm, cioè per una potenza acustica in aria di $2{,}1 \cdot 10^{-4}$ W/cm², si trova in aria $X = 90{,}7$ cm; per $\omega = 10^6$, $A = 10^{-4}$ cm, $X = 9{,}07$ cm.

Sperimentando per esempio in acqua, si può invece per note ragioni ottenere da un quarzo una potenza acustica assai più elevata. Supponendo per esempio $\omega = 10^6$ e una potenza acustica di 1 W/cm², si ottiene in acqua un valore $X \simeq 700$ cm.

La forma d'onda nel caso più generale.

15. — Tutto quanto è stato fin qui dedotto lascia ancora insoluta una questione di notevole importanza. Si sa che un'onda prodotta da un pistone che si muove per esempio di moto sinusoidale, non è più sinusoidale. Ma è naturale chiedersi allora quale forma abbia. Finora a questo riguardo abbiamo solo le considerazioni del § 11 e la conseguente (assai esagerata) fig. 1.

Si può colmare questa lacuna. Bisogna introdurre una rappresentazione geometrica e ragionare su di essa. Noi diciamo che una:

$$z = z(x_0, t)$$

rappresenta un moto del sistema che studiamo. Ma si può anche interpretare la stessa z in un altro modo. Consideriamo uno spazio cartesiano (z, x_0, t). Un punto in questo spazio rappresenta, come è ben chiaro, lo spostamento z dalla sua posizione di riposo di una sezione piana x_0 all'istante t. Una certa legge del moto $z(x_0, t)$ è perciò rappresentata da una superficie.

Bisogna ora tornare indietro al § 10, e più precisamente alle formule [14] [15] ivi scritte.

Ricordiamo brevemente le considerazioni che avevano portato a quelle formole. Dalla nozione di moto compatibile con il riposo, era stata dedotta una condizione, cui tutti i moti compatibili suddetti dovevano soddisfare. Questa condizione è appunto espressa dalla [14]. Si era poi mostrato come la soluzione del problema I, cioè la ricerca della forma d'onda, si riconducesse alla ricerca di quella soluzione della [14] che per $x_0 = 0$ si riduce ad una funzione $f(t)$ arbitraria (con la condizione $f(0) = f'(0) = 0$).

È facile ora verificare che una:

$$z = a x_0 + b + t[\psi(0) - \psi(a)] \tag{26}$$

è sempre, qualunque sia il valore dei parametri a, b, una soluzione di [15].

La [26] è, nella citata rappresentazione geometrica, l'equazione di un piano. Se si fanno variare a e b con continuità, il piano [26] si sposterà anch'esso con continuità. Si può fare in modo che inviluppi una superficie che rappresenterà necessariamente una soluzione di [14]. Posto:

$$a = a(\lambda)$$
$$b = b(\lambda),$$

le:

$$\left\{\begin{aligned} z &= a(\lambda)\, x_0 + b(\lambda) + t[\psi(0) - \psi(a)] \\ \frac{\partial z}{\partial \lambda} &= 0 = a'(\lambda)\, x_0 - t\, a'(\lambda)\, \psi'(a) + b'(\lambda) \end{aligned}\right. \tag{27}$$

danno in forma parametrica (parametro λ) l'equazione della superficie inviluppo.

Il problema è dunque ridotto alla determinazione di due funzioni $a(\lambda)$, $b(\lambda)$, tali che la superficie [27] intersechi il piano $x_0 = 0$ cioè il piano (z, t) lungo la curva $z = f(t)$.

Ora una curva $z = f(t)$ si può scrivere come l'inviluppo delle sue tangenti sotto la forma parametrica:

$$\begin{cases} \dfrac{z - f(\lambda)}{t - \lambda} = f'(\lambda) \\ \dfrac{\partial z}{\partial \lambda} = 0, \end{cases}$$

ovvero:

[28] $$\begin{cases} z = t f'(\lambda) + [f(\lambda) - \lambda f'(\lambda)] \\ \dfrac{\partial z}{\partial \lambda} = 0. \end{cases}$$

Per ipotesi, ponendo in [27] $x_0 = 0$, si deve ottenere il sistema [28]. Si dovranno perciò determinare $a(\lambda)$, $b(\lambda)$ dalle:

[29] $$\begin{cases} b(\lambda) = f(\lambda) - \lambda f'(\lambda) \\ \psi(o) - \psi(a) = f'(\lambda). \end{cases}$$

Ricavate $a(\lambda)$ e $b(\lambda)$ per mezzo delle [29], e sostituitele nelle [27], queste forniranno in forma parametrica la soluzione cercata.

Il procedimento può essere esemplificato nel solito caso particolare dell'equazione [9]. Si ottiene dalle [29], ricordando [15']:

[29'] $$\begin{cases} b(\lambda) = f(\lambda) - \lambda f'(\lambda) \\ a(\lambda) = \left[1 + \dfrac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda)\right]^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \text{ [19]} \end{cases}$$

e il sistema [27] diventa:

[27'] $$\begin{cases} z = f(\lambda) + (t - \lambda) f'(\lambda) + x_0 \left\{\left[1 + \dfrac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda)\right]^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1\right\} \\ 0 = t - \lambda - \dfrac{x_0}{c}\left[1 + \dfrac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda)\right]^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}. \end{cases}$$

Ogni volta che tra le [27'], dopo specificata la forma di λ, si riuscirà a eliminare λ, si otterrà l'espressione:

$$z = z(x_0, t)$$

della legge del moto.

---

[19] Questa formola, come molte altre scritte precedentemente, è singolare per $\gamma = 1$. Bisogna in questo, come negli altri casi analoghi, passare al limite. Per esempio: la seconda delle [29'] per $\gamma = 1$ diventa:

$$a(\lambda) = e^{-\frac{f'(\lambda)}{c}} - 1.$$

A parte la difficoltà puramente materiale della eliminazione di un parametro, le [27′] forniscono in maniera rigorosa e completa la soluzione cercata del problema della propagazione di onde piane progressive di forma qualsiasi.

L'onda provocata da un movimento sinusoidale.

16. — Nel precedente paragrafo abbiamo, a conclusione di ragionamenti matematici, dedotto un sistema [27], [27′] di due equazioni, che, in forma parametrica, forniscono con le ipotesi più volte ricordate la legge con cui si muove (non oltre la distanza:

$$X = \frac{2\, c^2}{(1+\gamma)\, A\, \omega^2}$$

di discontinuità), un fluido racchiuso in un tubo limitato da una parte da un pistone che si muove con moto predeterminato.

L'applicazione più interessante è naturalmente quella del moto sinusoidale; ma se si pone in [27′] $f(t) = A\,(1 - \cos \omega\, t)$, si trovano due equazioni, tra cui è possibile, ma molto complicato, eliminare λ. La difficoltà è naturalmente di carattere puramente algebrico.

Non pare possibile avere direttamente in forma semplice la $z = z\,(x_0\,, t)$ per mezzo delle [27′]; ci si potrebbe anche accontentare di una eliminazione grafica del parametro o di uno studio diretto delle [27′]. D'altra parte si può invece escogitare un altro modo di risolvere la questione, che, con calcoli un po' laboriosi e con qualche accorgimento, porta a risultati notevoli e ad una forma molto perspicua della soluzione finale.

Questo metodo, che ora seguiremo, è basato in sostanza sulla seguente osservazione: se non è possibile eliminare senza eccessive complicazioni λ tra le due equazioni [27′], è tuttavia possibile dare della $z\,(x_0\,, t)$ uno sviluppo in serie di Fourier senza che per calcolarne i coefficienti sia necessario eseguire materialmente l'eliminazione. Ammetteremo, per fare questo calcolo e i seguenti, che $f(\lambda)$ sia una funzione periodica con periodo $2\,\pi/\omega$. Lo studio infatti dei casi in cui $f(\lambda)$ non è periodica presenta poco interesse dal punto di vista acustico.

Cercheremo così di porre z sotto la forma:

$$z\,(x_0\,, t) = a_0\,(x_0) + \Sigma\,[a_n\,(x_0) \cos n\,\omega\, t + b_n\,(x_0) \operatorname{sen} n\,\omega\, t]\,;$$

dovremo perciò calcolare i seguenti ben noti integrali:

$$a_0 = \frac{\omega}{2\,\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z\,(x_0\,, t)\, d\,t$$

$$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z\,(x_0\,, t) \cos n\,\omega\, t\, d\,t$$

$$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z\,(x_0\,, t) \operatorname{sen} n\,\omega\, t\, d\,t\,.$$

Come possa farsi il calcolo senza ricavare dalla seconda delle [27'] la $\lambda = \lambda(t, x_0)$, è indicato in appendice. Ci limitiamo a riferire i risultati ivi dimostrati e a discuterne le conseguenze.

Pressione di radiazione acustica.

17. — Nel paragrafo precedente abbiamo riportato il problema dello studio di una forma d'onda al calcolo dei coefficienti di una serie di Fourier. Dobbiamo dunque in sostanza calcolare:

a) il valor medio a_0 della funzione $z(x_0, t)$ che rappresenta la legge del moto;

b) l'ampiezza della *n*-ma armonica; sappiamo già che a causa della progressiva deformazione dell'onda le varie armoniche aumentano di ampiezza, man mano che ci si allontana dalla sorgente di suono.

In questo paragrafo ci vogliamo occupare del fenomeno fisico ben noto della pressione di radiazione acustica. Un calcolo simile a quello esposto in appendice per a_0, ci permette di dare formole rigorose in proposito.

Ricordiamo che, per la [7'], è, per un gas:

$$p(x_0, t) = p_0 \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^{\gamma} = p_0 \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-\gamma}.$$

Il valore medio P_m della pressione è per definizione:

$$P_m = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} p(x_0, t)\, dt = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-\gamma} dt$$

$$= \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \left(1 + \frac{\partial z(x_0, \lambda)}{\partial x_0} + \frac{\partial z(x_0, \lambda)}{\partial \lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial x_0}\right)^{-\gamma} dt.$$

Ricordando la seconda delle [27'], e rimandando all'appendice la dimostrazione che i limiti di integrazione non mutano, si ha:

$$P_m = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left(1 + \frac{\partial z(x_0, \lambda)}{\partial x_0}\right)^{-\gamma} \frac{dt}{d\lambda} d\lambda =$$

$$= \frac{\omega}{2\pi} p_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left(1 + \frac{\partial z(x_0, \lambda)}{\partial x_0}\right)^{-\gamma} \left(1 + \frac{x_0}{c} \frac{d}{d\lambda} \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'\right]^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}\right) d\lambda;$$

e per la prima delle [27']:

$$P_m = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'\right]^{\frac{2\gamma}{\gamma-1}} d\lambda +$$

$$+ \frac{\omega}{2\pi} p_0 \frac{x_0}{c} \int_0^{2\pi/\omega} \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'\right]^{\frac{2\gamma}{\gamma-1}} d \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'\right]^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}.$$

Il secondo integrale si annulla a causa della periodicità di $f'(\lambda)$; si ottiene in conclusione:

$$[30] \quad P_m - p_0 = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \left\{ \int_0^{2\pi/\omega} \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda) \right]^{\frac{2\gamma}{\gamma-1}} d\lambda - \frac{2\pi}{\omega} \right\}.$$

Nel caso $\gamma = 1$, [30] diventa al limite:

$$P_m - p_0 = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \left\{ \int_0^{2\pi/\omega} (e^{\frac{f'(\lambda)}{c}} - 1)\, d\lambda \right\}.$$

Nel caso di un liquido, occorre ricordare la relazione che per esso si ammette:

$$\frac{d\rho}{\rho} = \frac{1}{\varepsilon} dp,$$

dalla quale, integrando:

$$\log \frac{\rho}{\rho_0} = \frac{1}{\varepsilon}(p - p_0),$$

$$p = p_0 - \varepsilon \log \left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0} \right).$$

Ripetendo ragionamenti identici ai precedenti, si trova, ricordando che nelle [27'] va posto $\gamma = 0$:

$$[31] \quad P_m - p_0 = -2\varepsilon \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \log \left(1 - \frac{1}{2c} f' \right) d\lambda.$$

Le [30] e [31] permettono, una volta nota la forma di una generica funzione $f'(t)$ periodica in t, di calcolare l'espressione di $P_m - p_0$.

Il significato fisico di questa quantità è evidente.

A causa del passaggio di onde progressive si desta nel mezzo una pressione media differente da quella preesistente in condizioni di riposo. Essa si può sperimentalmente constatare e, per analogia (negli effetti e non nelle cause) col fenomeno analogo delle onde elettromagnetiche, viene chiamata usualmente pressione di radiazione. Le [30] e [31] forniscono in una forma assai sintetica, che riteniamo nuova, l'espressione del valore di essa in un sistema di onde piane progressive di qualsiasi forma periodica.

18. — Una immediata applicazione può esserne fatta al caso delle onde sinusoidali. Posto, come al solito:

$$f'(\lambda) = A\,\omega \operatorname{sen} \omega\lambda,$$

si ottiene introducendo per brevità la quantità $r = 2\gamma/(\gamma - 1)$:

$$P_m - p_0 = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \left\{ \int_0^{2\pi/\omega} \left[1 + r \frac{\gamma - 1}{2c} f' + \frac{r(r-1)}{2} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} f' \right)^2 + \right. \right.$$

$$\left. \left. + \frac{r(r-1)(r-2)}{6} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} f' \right)^3 + \ldots \right] d\lambda - \frac{2\pi}{\omega} \right\}$$

$$= \frac{\omega}{2\pi} p_0 \left\{ \int_0^{2\pi/\omega} \left[1 + \frac{r(\gamma - 1)}{2c} A \omega \operatorname{sen} \omega \lambda + \right.\right.$$

$$+ \frac{r(r-1)}{2} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} A \omega \operatorname{sen} \omega \lambda \right)^2 + \dots +$$

$$\left.\left. + \binom{r}{n} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} A \omega \operatorname{sen} \omega \lambda \right)^n + \dots \right] d\lambda - \frac{2\pi}{\omega} \right\}.$$

Eseguendo l'integrazione, si annullano le potenze dispari dei seni; si ottiene dunque per note formole di trigonometria:

$$P_m - p_0 = \frac{\omega}{2\pi} p_0 \left\{ \frac{r(r-1)}{2} \, \frac{(\gamma - 1)^2}{4c^2} \, \frac{A^2 \omega^2}{2} + \dots + \right.$$

$$\left. + \binom{r}{2n} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} A \omega \right)^{2n} \right\}$$

$$= p_0 \left\{ \sum_n \binom{\frac{2\gamma}{\gamma - 1}}{2n} \left(\frac{\gamma - 1}{2c} A \omega \right)^{2n} \frac{1}{4^n} \, \frac{2n(2n-1)\dots(n+1)}{n!} \right\}.$$

Il primo termine:

$$P_m - p_0 = \gamma p_0 \frac{(\gamma + 1) A^2 \omega^2}{8c^2}$$

di questa serie, che converge nei casi pratici con estrema rapidità, è già noto da molto tempo e si deduce anche dalla formola di Airy (§ 6). Se si ammette per l'aria $\gamma = 1{,}4$, si ottiene $r = 2\gamma/(\gamma - 1) = 7$ e lo sviluppo in serie binomiale si riduce ad una somma finita di termini.

Con calcoli molto simili si ottiene (come si vedrà in appendice):

$$a_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} f \, d\lambda + \frac{\omega}{2\pi} x_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left\{ \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda) \right]^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right\} d\lambda .$$

Distorsioni.

19. — Calcolare i coefficienti $a_n(x_0)$, $b_n(x_0)$ dello sviluppo in serie di Fourier della legge del moto, significa fisicamente ricercare quale è l'entità delle distorsioni introdotte a varie distanze dalla sorgente, dal tipo complesso di propagazione. Nel fare i calcoli compare come parametro essenziale la distanza:

$$X = \frac{2c^2}{(\gamma + 1) A \omega^2} .$$

Questo è naturale, perchè, come sappiamo, questa distanza è un limite oltre il quale cadono tutte le deduzioni. Noi anzi introdurremo

la variabile $x_0/X < 1$; saranno cioè le distanze misurate assumendo X come unità.

Il calcolo delle distorsioni è risultato assai più complicato di quello che nel precedente paragrafo ci ha permesso di dare il valore della pressione di radiazione. Si è svolto a fondo solo il caso di $f(t) = A\,(1 - \cos \omega t)$ e si sono trascurate rispetto all'unità quantità dell'ordine di grandezza di $A^2 \omega^2/c^2$; dello stesso ordine cioè del coefficiente di γp_0 nell'espressione della pressione di radiazione.

Si è così ottenuto:

$$[32] \quad \left\{ \begin{aligned} a_n &= F_n \cos n \frac{\omega x_0}{c} - G_n \operatorname{sen} n \frac{\omega x_0}{c} \\ b_n &= F_n \operatorname{sen} n \frac{\omega x_0}{c} + G_n \cos \frac{n \omega x_0}{c} \end{aligned} \right.$$

dove si è posto per $n \neq 1$:

$$E_n = \frac{2A}{n^2} \frac{X}{x_0} J_n \left(\frac{n x_0}{X} \right)$$

$$G_n = \frac{A}{n} \frac{\gamma A \omega}{c} \left\{ J'_{n+2} \left(\frac{n x_0}{X} \right) - J'_{n-2} \left(\frac{n x_0}{X} \right) \right\}.$$

Per il caso $n = 1$, si veda l'appendice. Si è indicata con $J_n\,(n\,x_0/X)$ la funzione di Bessel di ordine n della variabile $n\,x_0/X$ e con J'_n la sua derivata.

Sostituendo le [32] nello sviluppo:

$$z\,(x_0, t) = a_0 + \Sigma\,(a_n \cos n \omega t + b_n \operatorname{sen} n \omega t),$$

si ottiene:

$$[33] \quad z\,(x_0, t) = a_0 + F_n \cos n \omega \left(t - \frac{x_0}{c} \right) + G_n \operatorname{sen} n \omega \left(t - \frac{x_0}{c} \right).$$

La [33] è lo scopo finale cui volevamo giungere; è precisamente la forma d'onda creata da un pistone che si muove di moto sinusoidale in un tubo pieno di fluido. La [33] può avere alcune interessanti conseguenze. Giova fare prima qualche rilievo:

a) La [33] vale anche nel caso di un liquido, con:

$$\gamma = 0, \; X = 2\,c^2/(A\,\omega^2);$$

va notato tuttavia che in questo caso la [33] è, come si vede in appendice, *vera senza approssimazioni* e $G_n = 0$.

b) Se le approssimazioni fatte nel calcolo dei coefficienti fossero insufficienti, si potrebbero rifare calcoli perfettamente analoghi a quelli svolti in appendice, trascurando il cubo invece che il quadrato di $A\,\omega/c$. Le formole si complicherebbero e invece delle semplici espressioni [32] si avrebbero per a_n, b_n sviluppi in serie di funzioni di Bessel.

20. — Vediamo ora qualche deduzione che può essere fatta sulla [33]. Rimanendo vicino alla sorgente, ci si potrà limitare a valori piccoli di x_0/X.

Ora, per piccoli valori di una generica variabile v, si ha genericamente:

$$J_n(v) = \frac{1}{n!}\left(\frac{v}{2}\right)^n,$$

e perciò:

$$J_n\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) = \frac{1}{n!}\left(\frac{n\,x_0}{2\,X}\right)^n.$$

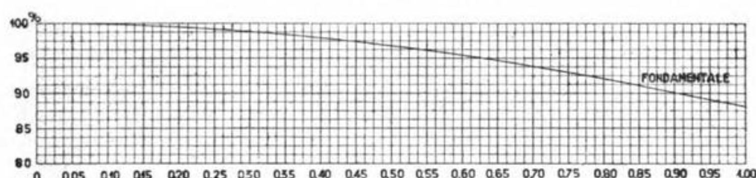


Fig. 2. — Ampiezza della fondamentale di un suono puro a varie distanze dalla sorgente.

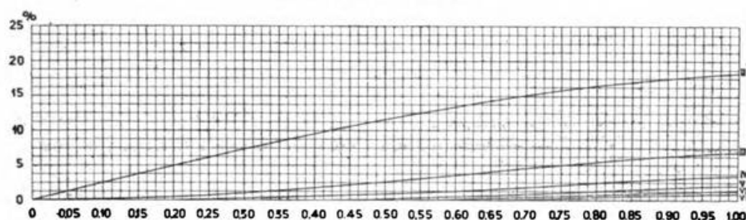


Fig. 3. Ampiezza, a varie distanze dalla sorgente, delle armoniche che si creano nella propagazione di un suono puro.

e l'ampiezza nell'n-ma armonica viene data, se si trascura G_n che è di un ordine di grandezza generalmente molto inferiore ad F_n, da:

$$\frac{2\,A\,X}{x_0}\,\frac{1}{n^2}\,J_n\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) = A\,\frac{1}{2^{\,n-1}}\,\frac{n^{\,n-3}}{(n-1)!}\left(\frac{x_0}{X}\right)^{n-1}$$

Per $n = 1$ si trova che l'ampiezza è A; per $n = 2$ si trova che l'ampiezza è:

$$\frac{A}{4}\,\frac{x_0}{X} = A\left(\frac{(\gamma + 1)\,A\,\omega^2}{8\,c^2}\,x_0\right),$$

che è la stessa di quella data dalla formula di Airy (§ 6) che si deduce dunque dalla nostra formola mediante una ulteriore approssimazione.

Una conseguenza più espressiva della [33] è data dalle fig. 2, 3, 4.

Nella fig. 2 è stata riportata trascurando sempre G_n rispetto ad F_n a varie distanze dalla sorgente (misurando la distanza con X come unità) l'ampiezza della fondamentale misurata in percento rispetto ad A. Risulta ben evidente una diminuzione di ampiezza; questa è infatti tanto minore, quanto più ci si allontana dalla sorgente. Nella fig. 3 invece vengono riportate, sempre mediante la [33] e con analoghe unità, le ampiezze delle varie armoniche a varie distanze dalla sorgente.

Il sorgere e l'aumentare delle varie armoniche, cioè della distorsione, a distanze crescenti sono conseguenza diretta della pre-

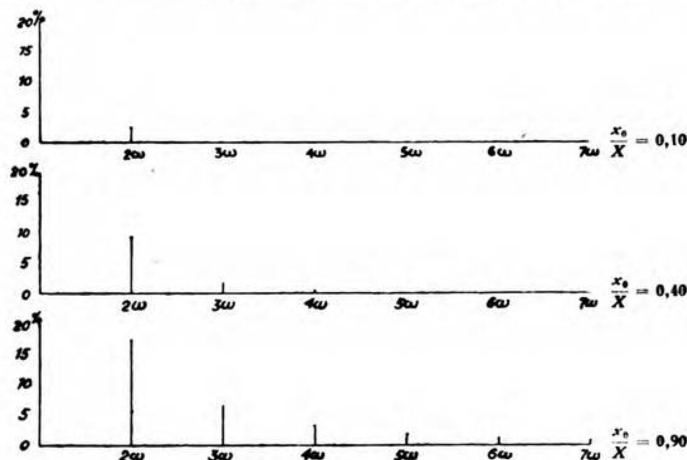


Fig. 4. — Spettro delle armoniche che si hanno in un suono puro a tre differenti distanze dalla sorgente.

vista deformazione dell'onda. Questa è anche visibile nella fig. 4, in cui è riportato lo spettro delle frequenze a tre differenti distanze dalla sorgente.

Nelle fig. 2 e 3 sono riassunte e messe in evidenza le deduzioni ottenute in questo e nel precedente paragrafo e nell'appendice. Esse rispondono alla questione posta nel § 6 sulla validità della formola di Airy. Mostrano infatti come, con quel metodo di approssimazioni successive, si avessero risultati soddisfacenti per piccole distanze dalla sorgente, benchè si trascurasse tra l'altro il fenomeno analogo della diminuzione di ampiezza della fondamentale.

La [33] si potrebbe scrivere:

$$[33'] \qquad z = \sqrt{F_n^2 + G_n^2}\cos\left[n\,\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right) - \theta_n\right]; \quad \mathrm{tg}\,\theta_n = \frac{G_n}{F_n}.$$

Dalla comparsa nella [33'] di un fattore θ_n di fase che si sottrae alla caratteristica forma $(t - x_0/c)$, si potrebbero ricavare conseguenze sulla velocità di propagazione sostanzialmente analoghe a quelle dedotte con altri procedimenti nei § 9, 10, 11, 12.

Onde stazionarie e riflesse.

21. — Esaurito lo studio della propagazione di treni indefiniti di onde piane, resta ancora da parlare del problema II posto al § 5, cioè del movimento di un fluido racchiuso in una porzione finita di tubo. Il problema matematico non è stato finora risolto. La ragione fisica delle difficoltà che si incontrano è semplice: ad ogni riflessione, incontrandosi l'onda riflessa con quella in arrivo, intervengono le considerazioni di compatibilità.

Se l'onda riflessa non è compatibile, come generalmente accade, con quella incidente, sorge un'onda di tipo nuovo. È assai difficile studiare il comportamento asintotico di una successione di onde differenti, che si sovrappongono, si modificano, si perturbano a vicenda.

Alla base di tutte queste difficoltà sta dunque il venire meno del principio di sovrapposizione. Perciò il problema, difficile per l'equazione di Earnchaw, è elementare per l'equazione delle oscillazioni di piccola ampiezza, di cui si conosce l'integrale generale ed in cui l'onda riflessa tornando indietro non disturba l'onda che sta, per così dire, arrivando. È poi naturale che, ove si volesse considerare il moto del fluido racchiuso in una porzione di tubo maggiore della distanza X di discontinuità valevole per le onde progressive, si dovrebbe necessariamente andare incontro ad anomalie di natura tale da rendere assai difficile lo studio.

Un metodo per affrontare rigorosamente il problema potrebbe forse essere ispirato alle considerazioni di Riemann altra volta ricordate. Il fatto però che per le onde progressive, lontano dalla distanza di discontinuità, i risultati di Airy siano stati dimostrati validi con sufficiente approssimazione, suggerisce l'idea di applicarli anche qui.

Il metodo di calcolo è semplice, ma il risultato è un po' meno sintetico di quello trovato da Airy per le onde progressive. Questo non riuscirà strano; è naturale conseguenza delle premesse, che mostrano a priori la complessità del problema.

Riprendiamo in considerazione l'equazione:

$$[9'] \qquad \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x^2_0} = - c^2 (1 + \gamma) \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} \frac{\partial z}{\partial x_0} .$$

Ci proponiamo di risolvere il seguente problema: trovare la soluzione di [9'] che soddisfa alle:

$$[34] \qquad \begin{cases} z(0, t) = A \cos \omega t \\ z(l, t) = 0 . \end{cases}$$

La traduzione fisica di queste condizioni è semplice. Se l è la lunghezza di un pezzo di tubo pieno di fluido, la soluzione di [9'] che soddisfa alle [34] rappresenta lo stato di moto del fluido stesso, dopo che da molto tempo è stato sottoposto all'azione di un pistone, che si muova all'estremità $x_0 = 0$ di moto sinusoidale. In altre parole cercheremo come si modifica nel caso di onde di grande ampiezza, in prima approssimazione, il fenomeno delle onde stazionarie.

Se il secondo membro di [9'] fosse nullo, la soluzione $z^{(0)}$, che soddisfa alle [34] sarebbe, come si verifica facilmente:

$$z^{(0)} = A \cos \omega t \left(\cos \frac{\omega x_0}{c} - \cot \frac{\omega l}{c} \operatorname{sen} \frac{\omega x_0}{c} \right).$$

Sostituiamo a mo' di approssimazione $z^{(0)}$ a z nel secondo membro di [9']. Questa diventa:

$$[9''] \qquad \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = - c^2 (1 + \gamma) \frac{\partial z^{(0)}}{\partial x_0} \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial x_0^2}.$$

La [9''] è una ulteriore approssimazione di [9], ma di un tipo che si sa risolvere. Poniamo:

$$t - \frac{x_0}{c} = \xi \qquad t + \frac{x_0}{c} = \eta .$$

Ricordando che, per ipotesi:

$$4 \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial \xi \, \partial \eta} = \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial x_0^2} = 0 ,$$

la [9''] diventa con facili sostituzioni:

$$4 \frac{\partial^2 z}{\partial \xi \, \partial \eta} = \frac{1 + \gamma}{c} \left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial \xi} \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial \xi^2} + \frac{\partial z^{(0)}}{\partial \xi} \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial \eta^2} - \frac{\partial z^{(0)}}{\partial \eta} \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial \xi^2} - \frac{\partial z^{(0)}}{\partial \eta} \frac{\partial^2 z^{(0)}}{\partial \eta^2} \right).$$

L'integrazione è immediata: si ottiene, se f_1 e f_2 sono funzioni arbitrarie:

$$z = \frac{1 + \gamma}{8 c} \left[\eta \left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial \xi} \right)^2 - \xi \left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial \eta} \right)^2 \right] + \frac{1 + \gamma}{4} z^{(0)} \frac{1}{c} \left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial \eta} - \frac{\partial z^{(0)}}{\partial \xi} \right) + f_1(\eta) + f_2(\xi) .$$

Ritornando alle variabili primitive

$$x_0 = (c/2) \, (\eta - \xi) \quad , \quad t = (1/2) \, (\eta + \xi) :$$

$$z = \frac{1 + \gamma}{8 c} \left\{ \frac{x_0}{2 c} \left[\left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial t} \right)^2 + c^2 \left(\frac{\partial z^{(0)}}{\partial x_0} \right)^2 \right] + 2 c z^{(0)} \frac{\partial z^{(0)}}{\partial x_0} - c t \frac{\partial z^{(0)}}{\partial x_0} \frac{\partial z^{(0)}}{\partial t} \right\} + f_1 \left(t + \frac{x_0}{c} \right) + f_2 \left(t - \frac{x_0}{c} \right).$$

Si tratta ora di sostituire a $z^{(0)}$, $\partial z^{(0)} / \partial x_0$, $\partial z^{(0)} / \partial t$ le loro espressioni e determinare in conseguenza la forma di f_1 e f_2 in modo che z soddisfi alle [34].

Il calcolo che ne consegue richiede qualche accorgimento, è laborioso e conduce ad un'espressione finale alquanto complicata che noi non scriveremo, limitandoci per semplicità a trattare un caso particolare. Nel caso più generale non vi è nulla di sostanziale da mutare nei procedimenti, che si potrebbero ripetere in modo perfettamente parallelo. Ammetteremo dunque per semplicità di avere scelto l in modo tale che sia:

$$\frac{\omega l}{c} = (4n + 1)\frac{\pi}{4}.$$

In questa ipotesi:

$$z^{(0)} = A \cos \omega t \left(\cos \frac{\omega x_0}{c} - \operatorname{sen} \frac{\omega x_0}{c}\right)$$

[35]
$$z = \frac{1+\gamma}{8c}\left\{\frac{\omega^2 A^2}{2}\,\frac{x_0}{c}\left(1 + \operatorname{sen}\frac{2\omega x_0}{c}\cos 2\omega t\right) - 2\omega A^2 \cos^2 \omega t \cos\frac{2\omega x_0}{c} - \frac{\omega^2 A^2}{2}\, t \operatorname{sen} 2\omega t \cos\frac{2\omega x_0}{c}\right\} + f_1\left(t + \frac{x_0}{c}\right) + f_2\left(t - \frac{x_0}{c}\right).$$

Posto:

$$\psi(x_0, t) = \frac{1+\gamma}{8c}\left\{\frac{\omega^2 A^2}{2}\,\frac{x_0}{c}\left(1 + \operatorname{sen}\frac{2\omega x_0}{c}\cos 2\omega t\right) - 2\omega A^2 \cos^2 \omega t \cos\frac{2\omega x_0}{c} - \frac{\omega^2 A^2}{2}\, t \operatorname{sen} 2\omega t \cos\frac{2\omega x_0}{c}\right\},$$

le condizioni [34] per la determinazione di f_1, f_2 prendono la forma:

[36]
$$\begin{cases} \psi(0, t) + f_1(t) + f_2(t) = A\cos\omega t \\ f_1\left(t + \dfrac{l}{c}\right) + f_2\left(t - \dfrac{l}{c}\right) + \psi(l, t) = 0. \end{cases}$$

Eliminando f_1 si ottiene una equazione funzionale per f_2:

$$f_2\left(t + \frac{l}{c}\right) - f_2\left(t - \frac{l}{c}\right) = A\cos\omega\left(t + \frac{l}{c}\right) - \psi\left(0, t + \frac{l}{c}\right) + \psi(l, t)$$

$$= \frac{A}{\sqrt{2}}\cos\omega t - \frac{A}{\sqrt{2}}\operatorname{sen}\omega t + \frac{\varphi(l)}{2} + \frac{c}{\omega l}\varphi(l) + \varphi(l)\cos 2\omega t - \frac{c}{\omega l}\varphi(l)\operatorname{sen} 2\omega t + \frac{c\,\varphi(l)}{2l}\, t\cos 2\omega t$$

dove si è posto:

$$\varphi(l) = \frac{A^2 \omega^2 l}{c} \; \frac{1+\gamma}{8c}.$$

Il carattere particolare che ha questa equazione in f_2, quando, come si è fatto, si scinda il secondo membro in elementi semplici, permette di trovarne facilmente la soluzione. Poniamo infatti:

$$f_2(t) = k\,t + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\,\omega t + b_1 \operatorname{sen} \omega t + b_2 \operatorname{sen} 2\,\omega t + \alpha\, t \operatorname{sen} 2\,\omega t.$$

Si possono determinare, con semplici calcoli trigonometrici e immediate sostituzioni, i valori di $a_1, a_2, b_1, b_2, k, \alpha$ per cui è soddisfatta l'equazione in f_2.

Si trova:

$$k = \frac{c\,\varphi(l)}{2\,l}\left(\frac{1}{2} + \frac{c}{\omega\, l}\right),$$

$$a_1 = b_1 = \frac{A}{2},$$

$$b_2 = \frac{\varphi(l)}{2}, \quad a_2 = \frac{c\,\varphi(l)}{2\,\omega\, l},$$

$$\alpha = \frac{c\,\varphi(l)}{4\,l},$$

e perciò:

$$f_2(t) = \frac{c\,\varphi(l)}{2\,l}\left(\frac{1}{2} + \frac{c}{\omega\, l}\right)t + \frac{A}{2}(\cos \omega t + \operatorname{sen} \omega t) + $$
$$+ \frac{c\,\varphi(l)}{2\,\omega\, l}\cos 2\,\omega t + \frac{\varphi(l)}{2}\operatorname{sen} 2\,\omega t + \frac{c\,\varphi(l)}{4\,l}\, t \operatorname{sen} 2\,\omega t$$

Dalla prima delle [36] si ricava l'analoga:

$$f_1(t) = -\frac{c\,\varphi(l)}{2\,l}\left(\frac{1}{2} + \frac{c}{\omega\, l}\right)t + \frac{A}{2}(\cos \omega t - \operatorname{sen} \omega t) + $$
$$+ \frac{c\,\varphi(l)}{2\,\omega\, l}\cos 2\,\omega t - \frac{\varphi(l)}{2}\operatorname{sen} 2\,\omega t + \frac{c\,\varphi(l)}{4\,l}\, t \operatorname{sen} 2\,\omega t + \frac{c\,\varphi(l)}{\omega\, l}$$

e, sostituendo in [35], si ricava con semplici calcoli:

$$[37] \quad z = z^{(0)} + \frac{1+\gamma}{8\,c}\left[A^2 \omega^2 \frac{x_0 - l}{c} \operatorname{sen} \frac{2\,\omega\, x_0}{c} \cos 2\,\omega t - \right.$$
$$\left. - A^2 \omega \left(\frac{x_0 - l}{l} + \cos \frac{2\,\omega\, x_0}{c}\right)\right]$$

$$= z^{(0)} + A\,\frac{1+\gamma}{8}\,\frac{A\,\omega}{c}\left[\frac{\omega\,x_0 - \omega\,l}{c}\,\text{sen}\,\frac{2\,\omega\,x_0}{c}\cos 2\,\omega\,t - \right.$$

$$\left. - \frac{c}{\omega\,l}\left(\frac{\omega\,x_0 - \omega\,l}{c}\right) - \cos\frac{2\,\omega\,x_0}{c}\right].$$

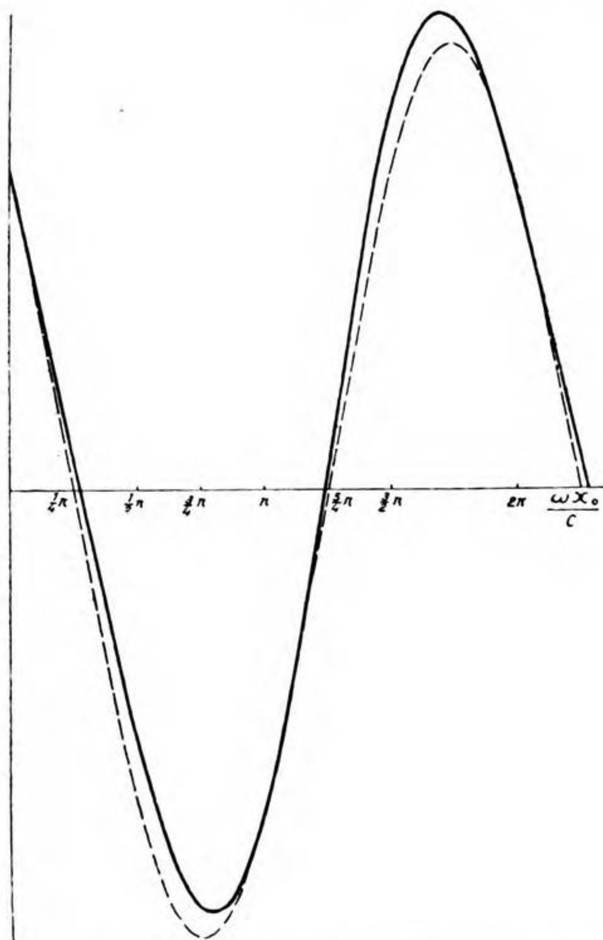


Fig. 5. — Forma che assume un'onda sinusoidale « quasi stazionaria » ad un particolare valore del tempo.

Per dare una rappresentazione concreta delle modificazioni introdotte nella usuale forma sinusoidale per mezzo delle considerazioni approssimate che precedono, diamo nella fig. 5 la forma dell'onda

che risulta dalla formola [37] per il valore di t tale che $\cos \omega t = 1$, $\cos 2 \omega t = 0$. La figura è calcolata per:

$$\frac{1+\gamma}{8} \frac{A \omega}{c} = \frac{1}{10}.$$

Da una semplice ispezione della [37] risulta che le deviazioni dalla forma sinusoidale vanno diminuendo, quanto più ci si allontana dalla sorgente di suono per avvicinarsi al riflettore.

Negli ultimi anni sono state fatte [20] varie ricerche mediante quarzi piezoelettrici e oscillatori a magnetostrizione per dedurre, attraverso lo studio della forma delle onde stazionarie ultrasonore, alcune proprietà della propagazione di queste. I metodi usati furono di due tipi essenziali, l'uno fotografico, l'altro elettrico. Quest'ultimo tende più precisamente a studiare la forma delle onde stazionarie attraverso la reazione del mezzo sul circuito elettrico oscillatore.

Tutte le esperienze hanno mostrato notevoli discordanze dalla distribuzione prevista in base alla teoria ordinaria. Questa farebbe prevedere, come è ben noto, una regolare successione di massimi e minimi con periodo di mezza lunghezza d'onda. Ora le esperienze hanno reso evidente il fatto, che tra i massimi non intercorre, vicino alla sorgente, sempre la stessa distanza, che l'ampiezza dei massimi è variabile in modo strano, che esistono massimi « spurii » e così via.

Molti sperimentatori cercano di spiegare alcune risultanze sperimentali con ragionamenti che sembrano poco accettabili da un punto di vista teorico; essi osservano che dalla equazione ordinaria della propagazione per onde:

$$\frac{\partial^2 z}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2} = 0$$

si passa alla:

$$[9] \qquad \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} = \frac{c^2}{\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{1+\gamma}} \frac{\partial^2 z}{\partial x_0^2}$$

cambiando c in:

$$c\left(1 + \frac{\partial z}{\partial x_0}\right)^{-\frac{1+\gamma}{2}}$$

E per mezzo di questa considerazione deducono che un suono:

$$z = A \cos \omega \left(t - \frac{x_0}{c}\right)$$

(20) W. H. PIELMEIER: J.A.S.A., 1935, VII, p. 16.

si propaga con velocità:

$$c\left(1+\frac{A\,\omega}{c}\right)^{-\frac{1+\gamma}{2}}$$

e che perciò la lunghezza d'onda in onde stazionarie diventa:

$$\frac{\omega}{2\,\pi\,c}\left(1+\frac{A\,\omega}{c}\right)^{\frac{1+\gamma}{2}}.$$

Scende da tutti i ragionamenti da noi fatti che deduzioni di questa specie non sono lecite.

A rappresentare il fenomeno delle onde stazionarie serve in maniera approssimata la [37], che mostra chiaramente forti anomalie ed irregolarità vicino alla sorgente. Non possiamo, mancandoci vari dati per noi essenziali, fare un confronto tra le nostre deduzioni e i risultati sperimentali; riteniamo però che su questa via si possa riuscire in parte a trovare la cercata spiegazione.

Le complicazioni che a priori erano state previste per il problema delle onde stazionarie hanno avuto dunque una conferma. La formola che si ottiene col nostro procedimento è valida, ma solo per distanze piccole rispetto alla distanza di discontinuità. Manca perciò una soluzione rigorosa. Riteniamo che forse si potrebbe risolvere simile difficoltà modificando il metodo di Riemann a cui si è altra volta accennato (§ 2). Questo metodo risolve in sostanza con alcune limitazioni il seguente problema fisico: dato, in un fluido, alle particelle uno spostamento prefissato, e abbandonatele all'azione delle forze elastiche che si generano, determinare il moto che si ha in conseguenza. Il metodo è matematicamente assai complesso ed ha richiesto uno dei più geniali accorgimenti di Riemann per risolverlo. Esso dice poco di nuovo sulla propagazione di onde progressive, per cui il metodo da noi seguito ci sembra molto più adatto ed aderente al fenomeno fisico.

Attrito e conducibilità termica.

22. — In tutti i ragionamenti esposti finora abbiamo sempre ammesso di trascurare gli effetti della viscosità del mezzo in cui si propagano le onde e la sua conducibilità termica. Giova comunque rilevare che, quando si considera un fluido che si trasformi isotermicamente, si ammette in sostanza essere infinita la sua conducibilità termica, e che questa ammissione, come abbiamo visto, non muta che di quantità inessenziali le deduzioni ottenute. Questo fatto non diminuisce tuttavia la necessità di tenere conto dei due elementi di cui si è detto per una rappresentazione più completa del fenomeno fisico.

È da aspettarsi, per esempio, che il fenomeno della comparsa di una discontinuità nella propagazione, conseguenza della teoria che siamo venuti esponendo, possa essere in parte modificato. Pare infatti ad esempio accertato, che un'onda di esplosione, che è discontinua alla sorgente a causa del modo con cui è provocata, vada

mano a mano diminuendo di velocità fino a raggiungere la velocità del suono ad una certa distanza dal luogo in cui è avvenuto lo scoppio. Il fenomeno sarebbe in certo modo l'inverso di quello che, come abbiamo visto, comparirebbe nelle onde piane sonore, se il mezzo fosse privo di attrito e di conduzione termica.

Deve dunque per un suono di grande ampiezza aversi la sovrapposizione di due fenomeni distinti e discordanti, la cui risultante è difficilissima da studiare teoricamente e non è stata finora investigata sperimentalmente.

Un'altra considerazione che va aggiunta alle precedenti è che non si hanno mai in pratica onde piane e che deve potentemente contribuire ad evitare la comparsa di una discontinuità brusca il fatto che le onde di cui si tratta in generale sono vicine alla forma sferica.

A questo proposito è opportuno dire qui che parte dei metodi esposti si sono dimostrati inapplicabili all'equazione che regge la propagazione di onde sferiche. È un campo dell'analisi assai poco esplorato quello delle equazioni non lineari e non ci risulta che sia mai stata studiata l'equazione ora accennata.

Ricordiamo ora (21) (22) le equazioni che, quando si voglia tenere conto del coefficiente di attrito μ e di quello di conducibilità termica λ, reggono il fenomeno del moto di un fluido per sezioni piane (23). In esse sono usati gli stessi simboli che compaiono nelle equazioni [3], a cui esse si riducono per $\lambda = \mu = 0$; E è l'energia interna di uno strato x_0, al tempo t:

$$\frac{1}{R(x,t)}\left(\frac{\partial R(x,t)}{\partial t} + U(x,t)\frac{\partial R(x,t)}{\partial x}\right) + \frac{\partial U(x,t)}{\partial x} = 0$$

$$-\frac{\partial U(x,t)}{\partial t} - U\frac{\partial U(x,t)}{\partial x} = \frac{1}{R}\frac{\partial}{\partial x}\left(P - \mu\frac{4}{3}\frac{\partial U(x,t)}{\partial x}\right)$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} + U(x,t)\frac{\partial E}{\partial x} = \left(P - \mu\frac{4}{3}\frac{\partial U}{\partial x}\right)\frac{1}{R^2}\frac{\partial R}{\partial t} + \frac{1}{R}\frac{\partial}{\partial x}\left(\lambda\frac{\partial T}{\partial x}\right).$$

Con ragionamenti perfettamente analoghi a quelli usati nel § 2, si ottiene, tenendo conto solo dell'attrito e ammettendo nulla la conducibilità termica, la seguente equazione che sostituisce la [8]:

$$[38] \qquad \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = \left(\frac{\partial x}{\partial x_0}\right)^{-2}\frac{\partial^2 x}{\partial x_0^2}\left[\frac{dR}{d\rho} - \frac{4}{3}\frac{\mu}{\rho_0}\frac{\partial^2 x}{\partial x_0\,\partial t}\right] + \frac{4}{3}\mu\frac{\rho}{\rho_0^2}\left[\frac{\partial^3 x}{\partial x_0^2\,\partial t}\right].$$

(21) R. Becker: Z. S. f. Phys., 1921, VIII, p. 321.

(22) R. D. Fay: J.A.S.A., 1931, III, p. 222.

(23) Nel lavoro citato nella nota (22) vi è una inesattezza, poichè si è confusa in una delle formole una coordinata lagrangiana con una euleriana (§ 2), ottenendo una equazione incompleta rispetto a [38].

Non intendiamo certo tentare qui di ripetere o modificare i ragionamenti fatti per applicarli alla nuova equazione. Si tratterebbe di un problema nuovo molto complesso. Essa ci serve invece per alcune semplici osservazioni.

1) Se si cerca, come abbiamo altre volte fatto, una soluzione:

$$z = A \cos \omega \left(t - \frac{x_0}{c} \right),$$

si constata facilmente che soluzioni di questo tipo non possono esistere, che non bisogna pensare perciò che l'introduzione della viscosità del mezzo permetta la propagazione di onde sinusoidali.

2) La non linearità dell'equazione lascia immutate le osservazioni del § 3 sul venir meno del principio di sovrapposizione.

3) Non esistono, come si può facilmente verificare, soluzioni ammissibili, stazionarie nel senso usuale della parola, cioè prodotto di funzioni di x_0 per funzioni di t.

Sull'equazione [38] R. D. Fay ([22]) ha tentato soluzione del tipo:

$$z = \Sigma \left(A_n \cos n \omega t + B_n \operatorname{sen} n \omega t \right);$$

i calcoli che egli fa sono molto laboriosi, nè rendono chiaramente conto dell'ordine di approssimazione ottenuto; senza discuterne i procedimenti, notiamo solamente che lo sviluppo di Fay per $\mu = 0$ non coincide affatto con quello da noi ottenuto al § 19 con procedimenti molto rigorosi.

Conclusione.

23. — Lo studio rigoroso e completo della propagazione di un'onda piana progressiva in un tubo indefinito riempito di un fluido privo di viscosità e di conducibilità termica può dirsi ora esaurito: si sono calcolate le forme di onda, le distorsioni introdotte dalla propagazione, la conseguente pressione di radiazione acustica, si è ricordata e discussa l'esistenza di un fenomeno caratteristico di discontinuità previsto dalla teoria e non verificato sperimentalmente. Il fenomeno delle onde stazionarie ha un analogo nell'acustica delle onde di ampiezza finita; se ne è affrontato lo studio con un metodo approssimato che risolve il problema in modo abbastanza soddisfacente ma non completo. È altresì necessario rammentare che il tenere conto della viscosità e della conducibilità termica del fluido porta alle conclusioni anzidette modificazioni probabilmente non molto notevoli. Tuttavia lo studio rigoroso e completo di questi fenomeni, che noi abbiamo solamente impostato, rappresenta un problema ancora insoluto e non facilmente affrontabile con i mezzi odierni dell'analisi matematica.

Mi è grato ringraziare il prof. G. Vallauri dei preziosi consigli datimi, ed il prof. G. Sacerdote, che mi ha suggerito il tema di questa ricerca e ne ha seguito lo svolgimento.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris ».

APPENDICE

Per fare lo sviluppo in serie di Fourier della funzione definita dalle relazioni parametriche (§ 16):

[1] $$z = f(\lambda) + (t - \lambda) f'(\lambda) + x_0 \left\{ \left[1 - \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda) \right]^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right\}$$

[2] $$0 = t - \lambda - \frac{x_0}{c} \left(1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda) \right)^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}$$

con parametro λ, bisognerebbe eseguire gli integrali:

$$\frac{2\pi}{\omega} a_0 = \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t)\, dt$$

$$\frac{\pi}{\omega} a_n = \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t) \cos n\omega t\, dt$$

$$\frac{\pi}{\omega} b_n = \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t) \operatorname{sen} n\omega t\, dt .$$

Sostituiamovi λ al posto di t; occorre allora calcolare anche dt in funzione di λ e di $d\lambda$: ma, fatto ciò, non è ancora precisato tra quali limiti bisogna estendere gli integrali in λ che ne conseguono. Per potere affermare che gli integrali in λ si devono fare ancora tra 0, $2\pi/\omega$ come gli integrali in t, bisogna solamente dimostrare che ad un incremento in t di $2\pi/\omega$, corrisponde un analogo incremento in λ. Osserviamo che dalla [2] si ricava subito l'inverso; si vede cioè che ad un incremento di $2\pi/\omega$ in λ corrisponde un analogo incremento in t di $2\pi/\omega$. Per dimostrare l'inverso basterà assicurarsi che, ad un dato valore di t, non corrispondano mai due valori distinti di λ. Per poter vedere direttamente se questo è vero si dovrebbe ricavare dalla [2] λ in funzione di t. Ora questo è, come già sappiamo, generalmente impossibile.

Si può tuttavia verificare con una sommaria analisi grafica che, sia nel caso in cui $f(\lambda) = A(1 - \cos\omega\lambda)$, sia in ogni caso in cui $f(\lambda)$ è periodica, per distanze inferiori alla distanza X di discontinuità, ad un valore di t corrisponde un valore solo di λ. Ciò premesso, gli integrali che rimangono da eseguire sono:

[3] $$a_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t[\lambda]) \frac{dt}{d\lambda} d\lambda$$

[4] $$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t[\lambda]) \cos(n\omega t[\lambda]) \frac{dt}{d\lambda} d\lambda$$

[5] $$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} z(x_0, t[\lambda]) \operatorname{sen}(n\omega t[\lambda]) \frac{dt}{d\lambda} d\lambda .$$

Cominciamo dal primo. Questo si può facilmente ricondurre ad una espressione integrale in funzione di $f(\lambda)$.

Poniamo:

[6] $$g(\lambda) = 1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda),$$

da cui:

[6′] $$f'(\lambda) = \frac{2c}{\gamma - 1} (g[\lambda] - 1).$$

Si ottiene così dalle [1] e [2]:

[7] $$\begin{cases} z = f(\lambda) + x_0 \left[\dfrac{1}{c} g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} f' + g^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right] \\ d t = d\lambda + \dfrac{x_0}{c} d\left(g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \right). \end{cases}$$

Sostituendo in [3], ricordando [6′] e tenendo conto che per ipotesi $g(\lambda)$ è periodica in λ, poichè lo è $f'(\lambda)$, si trova:

[8] $$\begin{aligned} a_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \Bigg\{ & f\, d\lambda + \frac{x_0}{c} d\left(f g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \right) + \\ & + \frac{x_0^2}{c} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} g^{\frac{2\gamma}{1-\gamma}} \left(\frac{1}{c} g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \frac{2c}{\gamma - 1} [g - 1] + \right. \\ & \left. + g^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right) d g + x_0 \left(g^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right) d\lambda \Bigg\} \\ = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} & f\, d\lambda + \frac{\omega}{2\pi} x_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left(g^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right) d\lambda \\ = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} & f\, d\lambda + \frac{\omega}{2\pi} x_0 \int_0^{2\pi/\omega} \left\{ \left[1 + \frac{\gamma - 1}{2c} f'(\lambda) \right]^{\frac{2}{1-\gamma}} - 1 \right\} d\lambda, \end{aligned}$$

che è l'espressione dell'integrale cercato. Si veda per questo il § 18.

I coefficienti a_n, b_n si calcolano molto più laboriosamente. Occorre ricavare in antecedenza alcune formole che serviranno in seguito.

Si ottiene anzitutto da [7], ricordando [6′]:

[9] $$z(x_0, \lambda) = f + \frac{x_0}{\gamma - 1} \left\{ (1 + \gamma) g^{\frac{2}{1-\gamma}} - 2 g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} - 1 \right\} - x_0$$

e, derivando:

$$\frac{\partial z}{\partial \lambda} = f' - 2 x_0 g' \frac{1 + \gamma}{(1 - \gamma)^2} \left\{ g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} - g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma} - 1} \right\},$$

da cui, supponendo il caso:

$$f(\lambda) = A\,(1 - \cos\omega\lambda)\,,$$

si ha:

$$\frac{\partial z}{\partial \lambda} = A\,\omega \operatorname{sen}\omega\lambda - \frac{x_0}{c}\,\frac{1+\gamma}{\gamma-1}\,A\,\omega^2\cos\omega\lambda \left\{ g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} - g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}-1} \right\}.$$

Per proseguire nel calcolo è necessario sviluppare $g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}$ mediante la formola del binomio.

Si ottiene:

$$g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} = 1 + \frac{1+\gamma}{1-\gamma}\,\frac{\gamma-1}{2c}\,A\,\omega \operatorname{sen}\omega\lambda + \frac{1}{2}\left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} - 1\right)\left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} - 2\right)\frac{(\gamma-1)^2}{4c^2}\,A^2\,\omega^2 \operatorname{sen}^2\omega\lambda\,.$$

Fermarsi al terzo termine della serie, significa trascurare rispetto all'unità termini in $(A^2\omega^2/c^2)$ (24) che nei casi più sfavorevoli (per esempio per l'altoparlante più potente del mondo) non superano attualmente l'1 ‰; sono anzi generalmente molto lontani da simili ordini di grandezza.

Nell'accennato ordine di approssimazione si ha così:

$$[10]\quad \left\{\begin{aligned} & g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}} - g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}-1} = \frac{\gamma-1}{2c}\,A\,\omega \operatorname{sen}\omega\lambda - \frac{\gamma(\gamma-1)}{2c^2}\,A^2\,\omega^2 \operatorname{sen}^2\omega\lambda \\ & \frac{\partial z}{\partial\lambda} = A\omega \operatorname{sen}\omega\lambda - \frac{A\omega x_0}{2X}\operatorname{sen} 2\omega\lambda + A\omega\,\frac{\gamma A\omega}{c}\,\frac{x_0}{2X}\operatorname{sen} 2\omega\lambda \operatorname{sen}\omega\lambda\,, \end{aligned}\right.$$

in cui si è introdotta la distanza di discontinuità.

Ritornando ad a_n, si ha, integrando per parti, ricordando [2] e [7], e tenendo conto della periodicità di $f'(\lambda)$ e $f(\lambda)$:

$$a_n = \frac{1}{\pi}\left|\frac{\operatorname{sen} n\omega t}{n}\,z(x_0\,,\lambda)\right|_0^{2\pi/\omega} - \frac{1}{n\pi}\int_0^{2\pi/\omega} \operatorname{sen} n\omega t\,\frac{\partial z}{\partial\lambda}\,d\lambda$$

$$= -\frac{1}{n\pi}\int_0^{2\pi/\omega} \operatorname{sen} n\omega\left(\lambda + \frac{x_0}{c}\,g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}\right)\frac{\partial z}{\partial\lambda}\,d\lambda;$$

ponendo $\omega\lambda = \tau$, sviluppando di nuovo $g^{\frac{1+\gamma}{1-\gamma}}$ in serie, fermandosi al secondo termine, e ricordando [10]:

$$a_n = -\frac{A}{n\pi}\int_0^{2\pi} \operatorname{sen}\left(n\tau + \frac{n\omega x_0}{c} - n\,\frac{x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}\tau\,d\tau +$$

(24) Dovendosi fare la differenza tra i due binomi, occorre, per avere nel risultato l'approssimazione richiesta, tenere conto anche del terzo termine dello sviluppo e non solo dei primi due come potrebbe sembrare a prima vista.

$$+\frac{A}{n\pi}\frac{x_0}{2X}\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\tau+\frac{n\omega x_0}{c}-\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}2\tau\,d\tau-$$

$$-\frac{A}{n\pi}\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\tau+\frac{n\omega x_0}{c}-\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\frac{x_0}{2X}\frac{\gamma A\omega}{c}\operatorname{sen}\omega\lambda\operatorname{sen}2\omega\lambda\,d\lambda\,.$$

Posto:

$$I_1=\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\tau+\frac{n\omega x_0}{c}-\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}\tau\,d\tau$$

$$I_2=\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\tau+\frac{n\omega x_0}{c}-\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}2\tau\,d\tau$$

$$I_3=\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\tau+\frac{n\omega x_0}{c}-\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}\tau\operatorname{sen}2\tau\,d\tau\,,$$

si ha così:

[11] $$a_n=\frac{A}{n\pi}\left\{\frac{x_0}{2X}I_2-I_1-\frac{x_0}{2X}\frac{\gamma A\omega}{c}I_3\right\}.$$

Calcoliamo anzitutto il valore I_1. Si può scrivere:

$$I_1=\operatorname{sen}\frac{n\omega x_0}{c}(I_{11}+I_{12})+\cos\frac{n\omega x_0}{c}(I_{13}-I_{14})$$

$$=\operatorname{sen}\frac{n\omega x_0}{c}\left\{\int_0^{2\pi}\cos\left(n\frac{x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\cos n\tau\operatorname{sen}\tau\,d\tau+\right.$$

$$\left.+\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\frac{x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}n\tau\operatorname{sen}\tau\,d\tau\right\}+$$

$$+\cos\frac{n\omega x_0}{c}\left\{\int_0^{2\pi}\cos\left(n\frac{x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\operatorname{sen}n\tau\operatorname{sen}\tau\,d\tau-\right.$$

$$\left.-\int_0^{2\pi}\operatorname{sen}\left(n\frac{x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)\cos n\tau\operatorname{sen}\tau\,d\tau\right\}.$$

Ricordando che (25) valgono le identità:

$$\cos\left(\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)=J_0\left(\frac{n x_0}{X}\right)+2\sum_{1}^{\infty}{}_l\,J_{2l}\left(\frac{n x_0}{X}\right)\cos 2l\tau$$

$$\operatorname{sen}\left(\frac{n x_0}{X}\operatorname{sen}\tau\right)=2\sum_{1}^{\infty}{}_l\,J_{2l-1}\left(\frac{n x_0}{X}\right)\operatorname{sen}(2l-1)\tau$$

(25) R. COURANT u. D. HILBERT: Methoden der mathematische Physik- Springer, Berlin, 1931, p. 413, 423.

dove J_l è la funzione di Bessel di ordine l, ognuno dei termini della somma precedente diventa una serie di integrali. Gli integrandi sono tutti prodotti di tre funzioni trigonometriche. Applicando ripetutamente le formole di prostaferesi, si vede che i primi due termini I_{11}, I_{12} sono sempre nulli; I_{13}, I_{14} sono invece differenti da o rispettivamente per:

$$2\,l = n \pm 1$$
$$2\,l - 1 = n \pm 1\,.$$

Si ha, in conclusione, eseguendo i calcoli:

$$I_1 = -\pi \cos \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\left[J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right].$$

Con ragionamenti analoghi per $n \neq 1$:

$$I_2 = \pi \cos \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\left[J_{n-2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right]$$

$$I_3 = \frac{\pi}{2} \operatorname{sen} \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\left[J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) + J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right];$$

e, sostituendo in [11], per $n \neq 1$:

$$a_n = \frac{A}{n} \cos \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\left\{\frac{x_0}{2\,X}\left[J_{n-2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right] + \right.$$
$$+ \left[J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right]\left\{ - \frac{A}{n} \operatorname{sen} \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\,\frac{x_0}{2X}\,\frac{\gamma A \omega}{c} \times \right.$$
$$\times \frac{1}{2}\left[J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) + J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right].$$

In modo parallelo, si trova, per $n \neq 1$:

$$b_n = \frac{A}{n} \operatorname{sen} \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\left\{\frac{x_0}{2\,X}\left[J_{n-2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+2}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right] + \right.$$
$$+ \left[J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right]\left\{ + \frac{A}{n} \cos \frac{n\,\omega\,x_0}{c}\,\frac{x_0}{2X}\,\frac{\gamma A \omega}{c} \times \right.$$
$$\times \frac{1}{2}\left[J_{n-1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) + J_{n+1}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n-3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right) - J_{n+3}\left(\frac{n\,x_0}{X}\right)\right].$$

Si ha perciò il risultato finale:

$$\Sigma\, a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t = \Sigma\, F_n \cos n\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right) + \Sigma\, G_n \operatorname{sen} n\,\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right)$$

[12] $$F_n = \frac{A}{n} \left\{ \frac{x_0}{2X} (J_{n-2} - J_{n+2}) + (J_{n+1} - J_{n-1}) \right\}$$

[12'] $$G_n = \frac{A}{n} \left\{ \frac{\gamma A \omega}{c} \frac{x_0}{2X} \frac{1}{2} \left[J_{n-1} + J_{n+1} - J_{n-3} - J_{n+3} \right] \right\} \text{ per } n \neq 1 .$$

Si è tralasciata per brevità nelle [12], [12'] l'indicazione della variabile $n\, x_0/X$.

Le [12], [12'] possono essere ancora semplificate. Basta ricordare le seguenti relazioni (25) che intercedono tra le funzioni di Bessel in genere:

$$J_{n+1}(u) - J_{n-1}(u) = -2 \frac{d\, J_n}{d\, u} = -2\, J'_n$$

$$J_{n+1}(u) + J_{n-1}(u) = \frac{2\, n}{u} J_n(u) ,$$

e, nel nostro caso:

[13] $$J_{n+1} - J_{n-1} = -2\, J'_n$$

[14] $$J_{n+1} + J_{n-1} = \frac{2\, x_0}{X} J_n ;$$

ne consegue, applicando ripetutamente [13] e [14]:

[15] $$\begin{aligned} J_{n-2} - J_{n+2} &= (J_{n-2} + J_n) - (J_n + J_{n+2}) \\ &= \frac{2\, n - 2}{n\, x_0} X\, J_{n-1} - \frac{2\, n + 2}{n\, x_0} X\, J_{n+1} \\ &= \frac{2\, X}{x_0} 2\, J'_n + \frac{4}{n} \left(\frac{X}{x_0} \right)^2 J_n ; \end{aligned}$$

e la [12] per mezzo di [13] e [15] si muta nella:

$$F_n = \frac{2\, A}{n^2} \frac{X}{x_0} J_n \left(\frac{n\, x_0}{X} \right) ,$$

e analogamente:

$$G_n = \frac{A}{n} \frac{\gamma\, A\, \omega}{c} \frac{x_0}{2\, X} (J'_{n+2} - J'_{n-2}) ,$$

che è il risultato finale usato al § 19.

Nel caso $n = 1$ valgono tutti i ragionamenti fatti e le formole trovate purchè si prenda come espressione di G_n la [12'] e si trascurino i termini in J_2 e J_{-2} che vi comparirebbero.

IL PROBLEMA DEL «TOCCO» NEL PIANOFORTE

ANDREA FERRARI

Il problema del tocco, se cioè sia possibile ottenere al pianoforte suoni di timbro diverso a parità di intensità, vien studiato su basi prettamente sperimentali. Son raccolti e analizzati numerosi oscillogrammi sia dell'andamento della pressione esercitata dal martelletto, rilevata per mezzo di un dispositivo a quarzo piezoelettrico; sia delle vibrazioni di una corda, rilevate per mezzo di un dispositivo elettromagnetico. Si constatano, in contraddizione con le trattazioni teoriche del problema fatte finora, differenze oggettive di timbro in corrispondenza di diversità di tocco e si identifica una delle cause più probabili di tali differenze in oscillazioni elastiche del martelletto. Le differenze riscontrate sono, oggettivamente, di modesta portata, ma il meccanismo fisiologico della ricezione le rende soggettivamente notevoli per l'uditore.

Generalità.

1. — Le caratteristiche e il comportamento del pianoforte, sia dal punto di vista meccanico sia dal punto di vista acustico, sono stati oggetto di innumerevoli studi e ricerche di carattere quanto mai vario, da parte di scienziati e di artisti, di semplici empirici e di matematici puri, di teorici e di sperimentatori.

Le ricerche, di solito puramente empiriche, dei costruttori hanno portato ormai a fissare in modo definitivo le caratteristiche dei materiali da usare e le particolarità costruttive di dimensionamento e di forma; e gli studi teorici hanno illustrato, quasi sempre «a posteriori», le ragioni di tali scelte.

Lo studio matematico di una corda vibrante sotto la percussione di un martelletto è stato svolto in molteplici forme, fra loro differenti per le ipotesi-base su le caratteristiche elastiche della corda e del martelletto, sulla durata del tempo di contatto e sull'andamento della pressione fra martelletto e corda durante il contatto; ed ha chiarito ora questo ora quello, se non la totalità, dei risultati sperimentali.

Ma un problema è rimasto finora quasi completamente nell'ombra, un problema interessante per il fisico e più ancora interessante, nelle sue conseguenze, per l'artista, sia come interpretatore di composizioni musicali sia come educatore di nuovi pianisti: è il problema del «tocco».

È indubitato per ogni artista — ed anche per ogni orecchio musicalmente educato — che esiste la possibilità da parte del pianista di variare a suo piacere il «colore» dei suoni prodotti; e

questa possibilità di influire sul timbro è qualcosa di differente e, entro certi limiti, qualcosa di indipendente dalla possibilità di influire sull'intensità della nota prodotta.

È vero che il pianista ha parecchi altri mezzi, oltre il tocco, per dare un diverso « colorito » al brano musicale da eseguire. E precisamente: per quel che riguarda l'esecuzione di singole note, l'uso del meccanismo degli smorzatori che, uno per ogni nota, sono collegati al tasto in modo che lo smorzatore agisce solo quando il tasto venga abbandonato, e l'uso dei pedali; per quel che riguarda l'esecuzione di note successive, l'uso di diverse « dinamiche » (piano, mezzoforte, forte), il « legare » o « staccare » più o meno le varie note fra loro e l'« allargare » o « stringere » variamente i tempi; per quel che riguarda l'esecuzione di « accordi » cioè di più note simultaneamente, la possibilità di accentuare in intensità una o l'altra nota sulle rimanenti.

Ma, anche prescindendo da tutti questi altri mezzi, resta certo che il pianista sa dare timbro diverso (per esempio, per fissare le idee sui due tipi estremi di tocchi differenti, « appoggiato » oppure, invece, « secco ») alle *singole* note, a smorzatori completamente e costantemente eliminati; e sa riconoscere con sicurezza, per mezzo del solo udito, con che tocco una certa nota è stata suonata. E tutto ciò indipendentemente, entro certi limiti, dall'intensità della nota eseguita.

Esperienze al riguardo non lasciano alcun dubbio su questo fatto; particolarmente impressionante è la sicurezza quasi assoluta con cui l'artista provetto riconosce, per mezzo del solo udito, e senza aver modo di vedere o di seguire in alcuna guisa i movimenti di chi suona, se una certa nota è stata eseguita con tocco « appoggiato » o « secco », tocchi corrispondenti a due differenti, anzi opposti tipi di movimento del braccio, della mano e delle dita del pianista nel colpire il tasto.

Ciò non può significare se non che esistono *differenze oggettive di timbro* fra suoni, anche della stessa intensità, ricavati su una stessa nota a smorzatori eliminati; e l'orecchio affinato sa colpire e riconoscere con sicurezza queste differenze.

In che consistano effettivamente queste differenze: questo è il problema del tocco.

Il problema acquista un particolare interesse dal fatto che tutti i fisici teorici, che finora si sono occupati di teoria del pianoforte come strumento a corde percosse, lo negano addirittura nella sua essenza.

Movendo dal fatto che, come è noto, il martelletto al momento della percussione non ha più alcun collegamento meccanico col tasto che gli ha dato impulso, essi pongono a base delle loro teorie la assunzione che l'unica variabile del problema sia la velocità con cui il martelletto giunge a colpire la corda; e ne deducono logicamente che, per una data nota di un dato pianoforte, esiste una semplice infinità di timbri e questa biunivocamente collegata alla semplice infinità di intensità con cui la nota può essere prodotta.

Ciò significherebbe praticamente che l'unica cosa che ha importanza nel suono del pianoforte è la *forza* con cui il pianista

suona e nulla importa il *modo* con cui egli suona; e ciò avrebbe come conseguenza assurda che tutte le cure che, nell'insegnamento del pianoforte, si danno all'educazione del « bel tocco » e della varietà di tocco sono assolutamente inutili e illusorie.

Le teorie dimenticano dunque « qualche cosa » della realtà oggettiva: ci troviamo dinnanzi ad un esempio tipico di quei problemi che attendono di essere chiariti dalla ricerca sperimentale.

Ma la ricerca sperimentale non ha dato finora quasi nessun contributo alla chiarificazione del problema.

Quasi tutti i lavori hanno completamente trascurato la questione del tocco, anzi non si sono nemmeno messi in grado di analizzarla sperimentalmente, dato che hanno fatto suonare il pianoforte o addirittura colpire la corda da un « tasteggiatore » meccanico, nel quale solo la forza con cui la percussione avveniva — e non il modo — era regolabile (1).

L'unico lavoro di valore sull'argomento, dopo un breve altro di carattere più sommario apparso precedentemente (2), venne eseguito facendo uso di un tasteggiatore meccanico nel quale anche il *tipo* di percussione era, entro certi limiti, regolabile; ma si è chiuso con risultati negativi, nel senso che, entro i limiti ristretti nei quali la questione del tocco è stata considerata, non è stata constatata alcuna differenza di timbro nelle note prodotte (3).

Ciò prova, che tali differenze non sono tanto appariscenti, nè così facilmente rilevabili, e soprattutto induce a credere che esse dipendano da questioni di contorno; ma il fatto che esse non siano state rilevabili alla prima non è sufficiente a far concludere che esse non esistono affatto.

Scopo di questo lavoro è la ricerca di elementi atti a stabilire in che consistano e da che dipendano tali differenze.

2. — La prova basilare, per lo studio della questione del tocco, è quella di registrare oggettivamente l'andamento dei fenomeni fisici, che corrispondono alla produzione di due suoni della stessa intensità, prodotti su una data nota di un dato pianoforte, a smorzatori costantemente eliminati, con due tocchi di carattere decisamente diverso.

Ma per chiarire il problema anche nelle sue varie cause, le grandezze fisiche da registrare non devono essere solamente le caratteristiche del suono come vien percepito dall'orecchio dell'ascoltatore; ma tutta la serie delle grandezze fisiche costituenti dell'energia, che, fornita al tasto da chi suona, va poi via via trasformandosi per divenire energia sonora.

Dalla mano del pianista all'orecchio dell'ascoltatore, la produzione del suono per mezzo del pianoforte, vero e proprio trasformatore di energia, avviene infatti attraverso i gradini seguenti:

---

(1) Vedi, per tutti, il recentissimo: W. Lange: H. F. Techn. u. El. Ak., 1935, XLV, p. 118 e 159, ricco di bibliografia.

(2) W. B. White: J.A.S.A., 1930, I, p. 357.

(3) H. C. Hart, M. W. Fuller e W. S. Lusby: J.A.S.A., 1934, VI, p. 80.

1) movimenti del braccio, della mano e delle dita del pianista: cioè, più comprensivamente, energia fornita al tasto;

2) movimento del tasto: cioè energia da esso acquistata e successivamente ceduta;

3) trasmissione dell'energia dal tasto al martelletto fino al momento in cui quest'ultimo si stacca dalla leva che gli ha dato impulso;

4) movimento del martelletto libero fino alla percussione della corda: ed energia da esso posseduta al momento in cui tocca la corda;

5) vibrazione della corda colpita: e relativa energia messa in giuoco;

6) vibrazione della cassa armonica: e corrispettiva energia;

7) onde sonore: ed energia sonora diffusa nel mezzo ambiente e quindi ricevuta dall'orecchio dell'ascoltatore.

In ciascuno di questi stadi successivi, due movimenti o suoni di uguale intensità (dando a questa parola significato energetico, come si fa quando si parla di intensità sonora) e di tocco o timbro diverso, danno diverse caratteristiche, soprattutto di andamento, alle grandezze fisiche in giuoco.

Ciò è indubbio nello stadio 1) in quanto il pianista esegue *intenzionalmente* movimenti di carattere quanto mai diverso, appunto con lo scopo di influire sul « colore » della nota suonata.

In tutte le esperienze eseguite [con la preziosa collaborazione del pianista prof. W. Schaufuss-Bonini, direttore della sezione pianistica nel Conservatorio di Dresda (*Vorstand der Klavierabteilung am Dresdner Konservatorium*)] fu deciso di mettere sempre a confronto fra loro, per rendere più appariscente le diversità, i due tipi estremi di tocco: quelli che un pianista chiama « tocco secco o staccato o aspro » e rispettivamente « tocco appoggiato o legato o molleggiato ». Nei due casi il maestro eseguiva, nel colpire il tasto, movimenti assolutamente differenti: nel caso di « tocco secco » il movimento consisteva, come egli stesso lo ha definito, in « un colpo repentino e secco, eseguito con dita irrigidite iniziando il movimento a contatto col tasto a guisa di strappo, oppure con dita e polso irrigiditi iniziando il movimento da una certa distanza dal tasto a guisa quasi di zampata: in ogni caso un movimento a scatto, nel quale il tasto veniva percosso al primo momento col massimo della forza, la quale poi diminuiva altrettanto bruscamente »; nel caso di « tocco appoggiato », invece, si aveva « una pressione sul tasto, di durata prolungata, eseguita con polso o dita molleggiati o con molleggio di tutte le articolazioni, e nella quale il massimo della forza veniva raggiunto solo dopo un certo tempo e un progressivo aumento ».

Da queste due definizioni risultano le differenze sostanziali ed effettive di questi due tipi di tocco; altre sfumature sfuggono naturalmente ad una caratterizzazione precisa e rigorosa.

Anzi, appunto perchè il movimento del pianista non può essere esattamente conosciuto e quindi nemmeno riprodotto, non si è voluto, in tutte le esperienze eseguite, ricorrere a tasteggiatori mec-

canici, che, anche se studiati per dare percussioni variabili anche nella forma, tuttavia non possono riprodurre il movimento del pianista se non in maniera schematica e semplicista.

Ad ogni modo è indubitato che nello stadio 1) le differenze di tocco esistono oggettivamente.

Si mantengono negli stadi successivi?

Nello stadio 2) e nello stadio 4) una grandezza interessante da studiare nel suo andamento, e relativamente facile da rilevare, è la velocità rispettivamente dell'estremità esterna del tasto e della testa del martelletto. Vari lavori sperimentali si sono occupati di

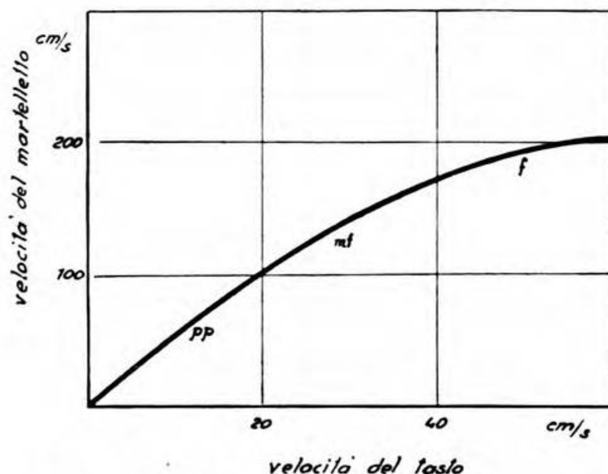


Fig. 1. — Relazione fra le velocità del tasto e del martelletto.

questo; e la fig. 1 dà un'idea riassuntiva dei valori numerici medi di tali velocità, della loro interdipendenza e delle loro relazioni con le comuni espressioni musicali di intensità: pp, mf, f, e così via.

Lo stadio 3), nonostante la apparente complicazione della meccanica ad esso destinata (fig. 2) — complicazione derivante dalla aggiunta di alcuni dispositivi atti a regolare il movimento del martelletto *dopo* che ha toccato la corda e a facilitare l'esecuzione delle « ripetizioni » — è così semplice nel suo modo di funzionare, che il suo studio, nei riguardi della questione in esame, può farsi rientrare in quello degli stadi 2) e 4).

Ma per studiare il comportamento del tasto e del martelletto non basta studiarne la velocità. Solo se l'energia, che essi debbono successivamente trasmettere, fosse *tutta* sotto la forma cinetica, la conoscenza dell'andamento della velocità, unitamente alla conoscenza delle masse in giuoco, permetterebbe di seguire il problema dal punto di vista energetico.

Questa ipotesi è proprio quella assunta dai fisici teorici, che negano il tocco; e dimentica che l'energia conservativa (per trascu-

rare quella dissipativa) può apparire, specie nel flessibile martelletto, anche sotto un'altra forma: quella elastica. E la porzione di tempo, che sopra tutte deve essere considerata e studiata, non è tanto quella, durante la quale il martelletto balza verso la corda, quanto quella del contatto fra martelletto e corda, durante la quale avviene il trapasso di energia, in qualunque forma essa appaia, da martelletto a corda.

Questo *periodo di contatto,* non ancora accuratamen'e studiato dal punto di vista dell'andamento della velocità del martelletto in esso, appare come uno dei primi punti da analizzare.

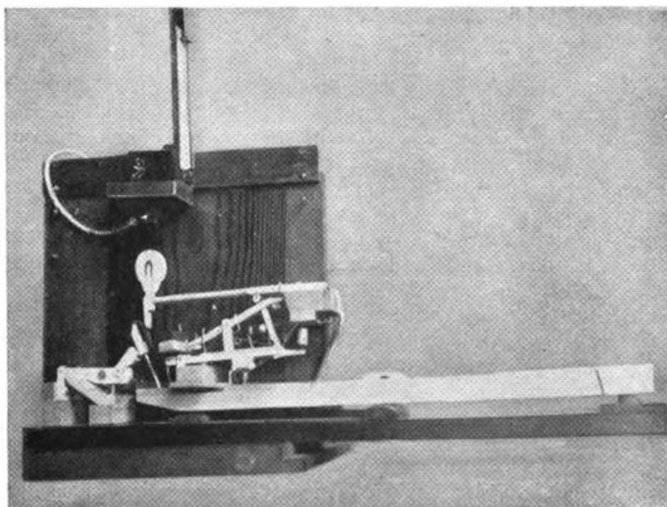


Fig. 2. — Meccanica modello e dispositivo per il rilievo della pressione esercitata dal martelletto.

Pressione esercitata dal martelletto.

3. — Nella impossibilità di studiare l'andamento della pressione fra martelletto e corda durante il contatto, senza caricare martelletto o corda di dispositivi che falserebbero completamente l'andamento del fenomeno, si ritenne grandemente istruttivo il rilievo della pressione come funzione del tempo, durante il contatto di un martelletto lanciato da una normale meccanica da pianoforte in condizioni assolutamente ordinarie di funzionamento contro un corpo fisso ed anelastico.

La prova fu condotta usando un modello di meccanica di pianoforte sistema Erard (fig. 2) in tutto eguale a quella montata su un normale pianoforte a coda.

Per il rilevamento della funzione pressione-tempo, fu studiato un complesso a quarzo piezoelettrico, amplificatore elettrometrico ed oscillografo.

Come è pure visibile in fig. 2, un cristallo di quarzo, accuratamente isolato, fu disposto superiormente alla meccanica modello, in modo che una delle facce normali all'asse meccanico del cristallo si venisse a trovare esattamente nella stessa posizione occupata usualmente dalla corda in riposo. L'altra faccia fu solidamente fissata, mediante un mastice speciale, ad una lastrina isolante e questa a sua volta ad un blocco di piombo di due chilogrammi: il tutto assicurato alla robusta incastellatura, facente parte del modello.

Ci si assicurò così, che il quarzo si comportasse, sotto l'urto del martelletto, come un corpo assolutamente fisso e rigido: in modo da porsi (non essendo possibile studiare l'azione del martelletto contro un'impedenza meccanica finita quale quella della corda elastica) in un caso ben definito e pure interessante, quello dell'azione « a vuoto ».

Gli elettrodi furono applicati alle due facce del parallelepipedo di quarzo normali all'asse elettrico del cristallo e quindi normali anche alle due facce fra le quali veniva esercitata la compressione.

Il non aver posto i due elettrodi su le facce stesse che dovevano essere sottoposte alla pressione, assicurò che variazioni di capacità fra gli elettrodi al momento dell'urto non rendessero meno precisa la misura.

Degli elettrodi, uno fu collegato elettricamente alla massa di piombo e a tutte le parti metalliche del supporto e del modello; e il tutto fu accuratamente messo a terra. L'altro elettrodo, accuratamente isolato, fu collegato elettricamente, mediante cavetto schermato ad alto isolamento (chiaramente visibile in fig. 2), con l'entrata di un amplificatore di tensioni continue, espressamente studiato.

4. — Si tratta di un amplificatore tipo Loftin e White, accuratamente schermato, il cui schema è riportato in fig. 3. In esso l'isolamento della griglia di controllo del tubo elettronico d'entrata è curato in modo particolare: il conduttore, che giunge dall'elettrodo del quarzo, penetra nella cassetta dell'amplificatore ben centrato a mezzo di rondelle d'ambra in un tubo metallico di 20 mm di diametro, collegato elettricamente allo schermo dell'amplificatore; e come tubo di entrata si è fatto uso del tetrodo speciale Siemens e Halske 115, che ha griglia di controllo pure isolata in ambra. Le ulteriori caratteristiche di tale tubo sono:

tensione continua di accensione . . .	2,5	V
corrente di filamento	500	mA
tensione anodica	7	V
tensione di griglia anticarica	7	V
pendenza	0,09	mA/V
resistenza interna	70.000	Ω.

In tal modo si ottiene, che le cariche elettriche destate sull'elettrodo, in conseguenza dei fenomeni piezoelettrici del quarzo, si mantengano per un tempo sufficentemente lungo come tensioni statiche sulla griglia di controllo del tubo d'entrata.

Segue uno stadio di amplificazione, per il quale è stato fatto uso del tetrodo ReNS 1204.

Rispetto allo schema classico di questo tipo di amplificatore si devono notare alcune aggiunte, studiate per soddisfare a particolari esigenze. Il condensatore variabile in aria K (500 $\mu\mu$F), posto in derivazione fra il conduttore di ingresso e la terra, serve allo scopo di variare, entro certi limiti, la sensibilità dell'amplificatore. Essendo infatti $Q = C\,V$, una data carica Q, destata sull'elettrodo del quarzo, può provocare sulla griglia del tubo elettrometro una tensione statica V variabile a piacere entro certi limiti, purchè si vari C, cioè la capacità complessiva verso terra dell'elettrodo sul quarzo, del cavetto di collegamento, della griglia del tubo e dell'armatura superiore del condensatore K.

Il dispositivo indicato nello schema con T, e formato dal potenziometro R e dal pulsante P, serve a facilitare una prima taratura dell'amplificatore, dando praticamente modo di portare sulla griglia G tensioni statiche regolabili, oppure, mediante il pulsante P, cariche elettriche di entità varia. Così è controllabile il comportamento del complesso, sia come amplificatore di tensioni continue, sia come amplificatore elettrometrico.

Infine il dispositivo potenziometrico L dà modo di scegliere opportunamente, entro limiti ristretti, il miglior punto di lavoro sulle caratteristiche del secondo tubo.

5. — Dopo varie prove preliminari, fu stabilito che le migliori condizioni di lavoro, specie nei riguardi di un comportamento per-

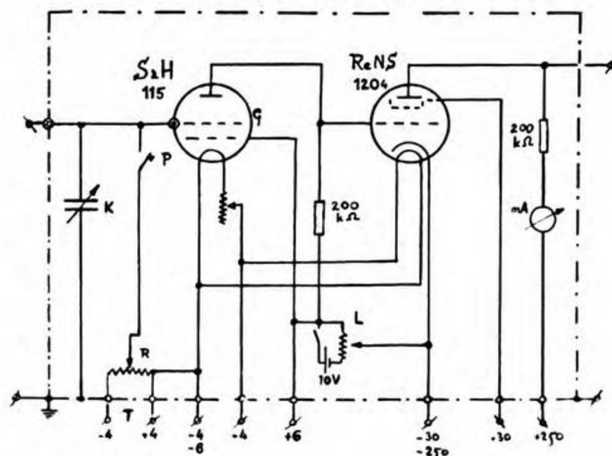


Fig. 3. — Schema elettrico dell'amplificatore di tensioni continue.

fettamente lineare dell'amplificazione, entro i limiti interessanti il nostro problema, erano definite dai valori di tensioni e di resistenze quali appaiono nello schema di fig. 3.

Furono eseguite, per verificare tale linearità, varie tarature con tensioni statiche sulla griglia d'entrata, mediante il dispositivo *T*, come è stato detto.

Quindi furono eseguiti vari controlli, facendo uso del pulsante *P* nel dispositivo *T*, per seguire il comportamento dell'amplificatore, quando sulla griglia d'entrata venivano portate cariche elettriche di data entità, soprattutto nei riguardi della conservazione più o meno lunga di tali cariche isolate.

La costante di tempo del fenomeno di scarica fu constatata essere sempre intorno ad 1 secondo: risultato non eccezionalmente favorevole, dovuto al fatto che l'isolamento, pur ottimo quasi dap-

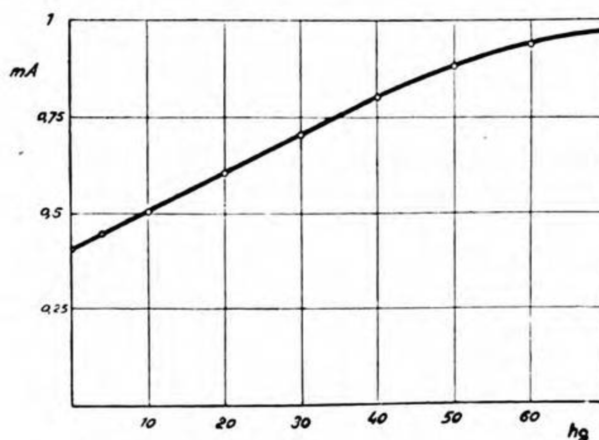


Fig. 4. — Curva di taratura del complesso registratore della pressione esercitata dal martelletto.

pertutto, presentava qualche punto relativamente debole (quale ad esempio il cavetto di connessione); tuttavia più che soddisfacente, se si considera che i fenomeni da studiare si esaurivano tutti in pochi millisecondi.

Infine fu compiuta una taratura complessiva del sistema, compreso il quarzo, per ricavare direttamente la relazione fra pressione esercitata sulle facce del quarzo e corrente di uscita dell'amplificatore. La curva di taratura è riprodotta in fig. 4 e la sua linearità, entro i limiti che a noi interessano, cioè non oltre i 3 kg di pressione sul quarzo, si presenta ottima.

Le varie pressioni sul quarzo, per eseguire questa taratura, venivano fatte esercitare dal martelletto stesso in condizioni normali di funzionamento, a mezzo di una molla variamente allungabile agente su di esso, fissata superiormente al supporto del modello e munita, come si vede chiaramente in fig. 2, di una scala, previamente graduata in modo da dare senz'altro il valore della forza esercitata contro il quarzo dalla testa del martelletto.

6. — La registrazione dei fenomeni veniva fatta collegando all'uscita dell'amplificatore (in condizioni di regime) un oscillografo a raggi catodici ad alto vuoto e macchia rapida, previa inserzione di opportune batterie di compensazione per centrare lo zero.

Così disposte le cose, ad ogni pressione esercitata sulla faccia del cristallo di quarzo corrispondeva, in scala lineare, una certa deviazione della macchia dell'oscillografo sullo schermo.

Mediante il dispositivo K, venne variata lievemente la sensibilità dell'amplificatore, in modo che a 500 g di pressione sul quarzo corrispondessero esattamente 5 mm di spostamento della macchia puntiforme negli oscillogrammi. Questo rapporto di taratura venne ripetutamente ed accuratamente misurato all'inizio e veniva controllato prima dell'esecuzione di ogni prova.

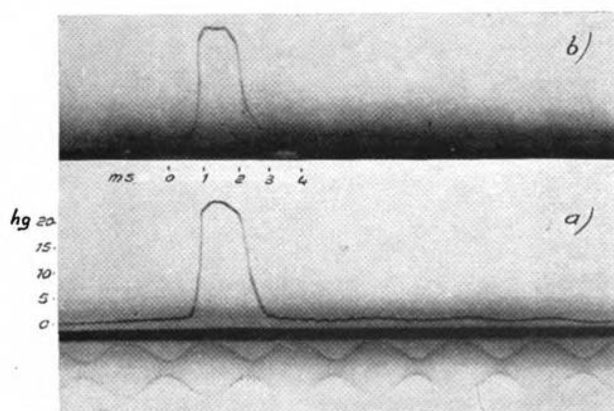


Fig. 5. — Diagrammi di pressione relativi ai due tipi di tocco: *a*) tocco appoggiato ; *b*) tocco secco.

Furono dunque eseguiti rilievi oscillografici, agendo sul tasto del modello, in una numerosa serie di prove, con i due distinti tipi di tocco e con forza variabile, ma sempre intorno al mezzoforte.

Il primo risultato interessante fu che gli oscillogrammi corrispondenti ai due tipi di tocco mostravano costantemente *diversità caratteristiche* di forma. E precisamente: tutti quelli che corrispondevano a percussioni del tasto eseguite con « tocco appoggiato » mostravano, dopo un brusco aumento della pressione, un ulteriore aumento meno brusco, ma costante fino ad un massimo, raggiunto il quale la diminuzione avveniva con andamento sensibilmente simmetrico all'aumento, così come si vede in fig. 5 *a*; in tutti quelli corrispondenti a « tocco secco », i massimi erano più di uno e si ripetevano dopo brevi momenti di relativa depressione, come appare in fig. 5 *b*.

Ciò dimostra che, ad una differenza di tocco sul tasto, corri-

sponde un differente modo di agire del martelletto contro il quarzo e quindi, non si vede ragione per non essere autorizzati a crederlo, anche sulla corda.

7. — Per studiare queste differenze anche dal punto di vista quantitativo, e sempre per evitare il dubbio che differenze di *modo* di agire dipendano da differenze in *intensità*, ci si è sforzati di ottenere diagrammi di eguale « intensità » e cioè (dando, come di consueto, a questa parola un significato energetico) di uguale area (grandezza proporzionale alle quantità di moto).

I due diagrammi messi a raffronto in fig. 5, sono stati scelti, fra i molti eseguiti, appunto seguendo tale criterio: essi infatti mi-

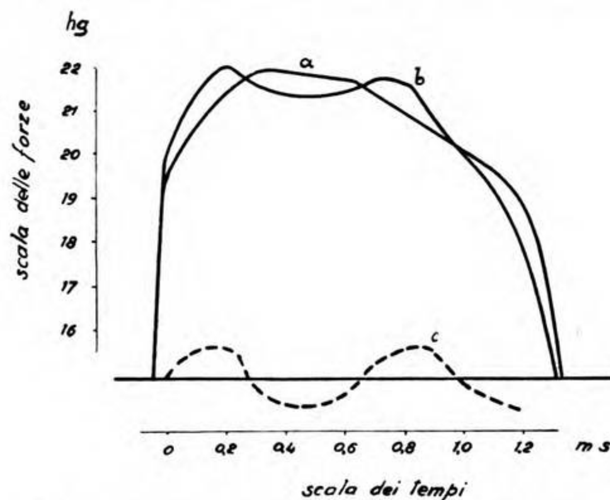


Fig. 6. — Differenze quantitative fra due diagrammi di eguale intensità e tocco opposto.

surano rispettivamente *a*) 231 mm^2 , *b*) 235 mm^2; il che significa, date le scale, che l'uno rappresenta una quantità di moto di $3{,}24 \cdot 10^{-3}$ kg . s e l'altro $3{,}29 \cdot 10^{-3}$ kg . s. Uno scarto dunque appena del 1,5 %.

In fig. 6 i due diagrammi, opportunamente ingranditi, vengono sovrapposti per quella porzione, nella quale appaiono le diversità di forma: ed è immediato dedurre graficamente la differenza fra i due diagrammi nella curva *c* che è approssimatamente una sinusoide.

Poichè il diagramma *a* presenta variazioni assai più graduali o, se si vuole, è assai meno accidentato del diagramma *b*, è logico considerare questo come l'effetto di sovrapposizione della sinusoide *c* al diagramma *a*. Che questa ipotesi (e non quella — a rigore ugualmente plausibile — che il diagramma *a* derivi dal diagramma

b, cui sia stata sovrapposta la sinusoide *c* opportunamente sfasata) sia la giusta, è confermato anche dal fatto che, nella ricca serie di oscillogrammi raccolti, i diagrammi di pressione relativi al « tocco appoggiato » mantengono sempre le caratteristiche di forma di *a*, mentre quelli di « tocco secco » presentano combinazioni varie delle accidentalità e quindi forme diverse, che tuttavia si possono ricondurre tutte a combinazioni del diagramma *a* con la sinusoide *c* variamente sfasata in dipendenza dell'istante di inizio del fenomeno transitorio di urto *a* rispetto ad uno permanente di vibrazione *c*.

La differenza fra i due *modi* di agire del martelletto starebbe quindi nel fatto che, nel caso di « tocco secco », appaiono, sovrapposte all'andamento normale, onde di pressione che sono inosservabili nel caso di « tocco appoggiato ».

Ciò può spiegarsi plausibilmente coll'ammettere che, nel caso di « tocco secco », a causa dell'alta accelerazione che viene impressa nel brusco impulso al martelletto, esso vien sollecitato a flettersi dalla massa quasi tutta concentrata al suo estremo libero ed entra in stato di vibrazione elastica; ciò non avviene in misura osservabile nel caso di « tocco appoggiato », nel quale la velocità viene assunta dal martelletto con gradualità e quindi con accelerazione molto minore.

Circa i valori quantitativi di queste onde di pressione si osserva innanzi tutto che esse hanno ampiezza ben piccola rispetto alla pressione totale: nel nostro caso circa 70 g su 2200 g, cioè il 3,2 %.

Ciò porta a constatare che le differenze *oggettive* di tocco esistono sì, ma in misura quantitativamente modesta (e questo spiega la difficoltà nell'apprezzarle fisicamente); ma, come vedremo in seguito, tali piccole differenze oggettive hanno influenze soggettive di ben altre proporzioni.

Quanto poi alla frequenza dell'onda di pressione, essa si rivela notevolmente alta: nel nostro caso intorno ai 1500 Hz. Non si tratta dunque della frequenza propria di vibrazione del martelletto. Ciò fu verificato anche sperimentalmente. Con un dispositivo di rilevamento magnetico (§ 9) e con un frequenziometro, fu misurata la frequenza delle vibrazioni proprie dello stesso martelletto usato nelle precedenti esperienze e metallizzato nella parte prossima al rilevatore: risultò una frequenza fondamentale intorno ai 400 Hz, ricca di molte armoniche.

Nel fenomeno comparirebbe dunque una quarta armonica, circa, della vibrazione propria del martelletto: le altre armoniche non è detto che non esistano, ma certo, in un fenomeno che si esaurisce tutto in un 1 ms o poco più, può ammettersi che non abbiano modo di comparire nettamente, in confronto con quella che è da ritenersi sia eccezionalmente favorita da circostanze particolari e non precisabili.

Vibrazioni della corda.

8. — Questo diverso modo di agire del martelletto a seconda del diverso tocco deve avere logicamente effetti diversi sulla vibrazione della corda percossa.

Si potrebbero anche prevedere matematicamente tali effetti (e in particolare l'intensità delle varie armoniche nella vibrazione di una data corda) una volta assunta la funzione pressione-tempo che si ritiene agente sulla corda stessa.

Le funzioni pressione-tempo che agiscono nel caso di un martelletto, che colpisce una corda elastica tesa, hanno naturalmente caratteristiche diverse da quelle dei diagrammi da noi rilevati nell'urto del martelletto contro un corpo rigido: soprattutto la durata del tempo di contatto fra martelletto e corda è molto maggiore.

Ma, poichè sembra logico ammettere che le caratteristiche di forma si mantengono almeno qualitativamente, si può osservare che i due diagrammi tipici da noi rilevati corrispondono con buona approssimazione alle funzioni pressione-tempo assunte come ipotesi base di due diverse teorie matematiche del problema: e precisamente il diagramma di « tocco appoggiato » (fig. 5 *a*) è quello usato da Lamb [4] e il diagramma pel « tocco secco » corrisponde a quello a base della teoria più precisa di Das [5].

Con l'ausilio degli sviluppi matematici già studiati da questi due teorici si può dunque calcolare l'intensità delle varie armoniche che si svilupperanno sulla corda.

Il risultato più importante, e che poteva già prevedersi qualitativamente, è che la presenza di onde di pressione, di frequenza intorno ai 1500 Hz, dà particolare rilievo, nella vibrazione della corda, alle armoniche prossime a tale frequenza.

9. — Lo studio sperimentale della vibrazione della corda, sempre in relazione al problema del tocco, è stato compiuto su un pianoforte a coda Rönisch [6].

Per mezzo di un rilevatore elettromagnetico [7], saldamente fissato al di sopra della corda e collegato elettricamente, attraverso un amplificatore a frequenze acustiche Telefunken [8], all'oscillografo, furono registrate le vibrazioni di una corda corrispondente alla nota *sol* (387,5 Hz) per i due opposti tocchi (secco ed appoggiato) e per intensità variabili, ma sempre intorno al mezzoforte.

Fu seguito il criterio di raccogliere quanti più dati possibile per uno studio *statistico* del problema e perciò si curò che in ogni oscillogramma risultasse ben chiaro il punto di inizio e la successione dei vari periodi. Confrontare fra loro gli oscillogrammi di due periodi, dei quali non si sa quanto distino dall'origine, come è stato

---

(4) H. Lamb: The dynamical theory of sound - Arnold, London, 1910, p. 74.

(5) P. Das: Proc. Phys. Soc., 1927, XL, p. 30.

(6) Messo a disposizione, per gentile interessamento del maestro Schaufuss-Bonini, dalla Ditta Gerold di Dresda.

(7) Con un rilevatore di questo tipo si ricava un diagramma rappresentativo non dello spostamento della corda, ma della sua derivata; ma poichè a questa è proporzionale la forza con cui la corda preme sugli appoggi e quindi la vibrazione della cassa armonica, il diagramma è forse anche più interessante.

(8) Descritto particolareggiatamente in: H. Barkhausen: Elektronen-Röhren - S. Hirzel, Leipzig, 1933, vol. II, p. 225.

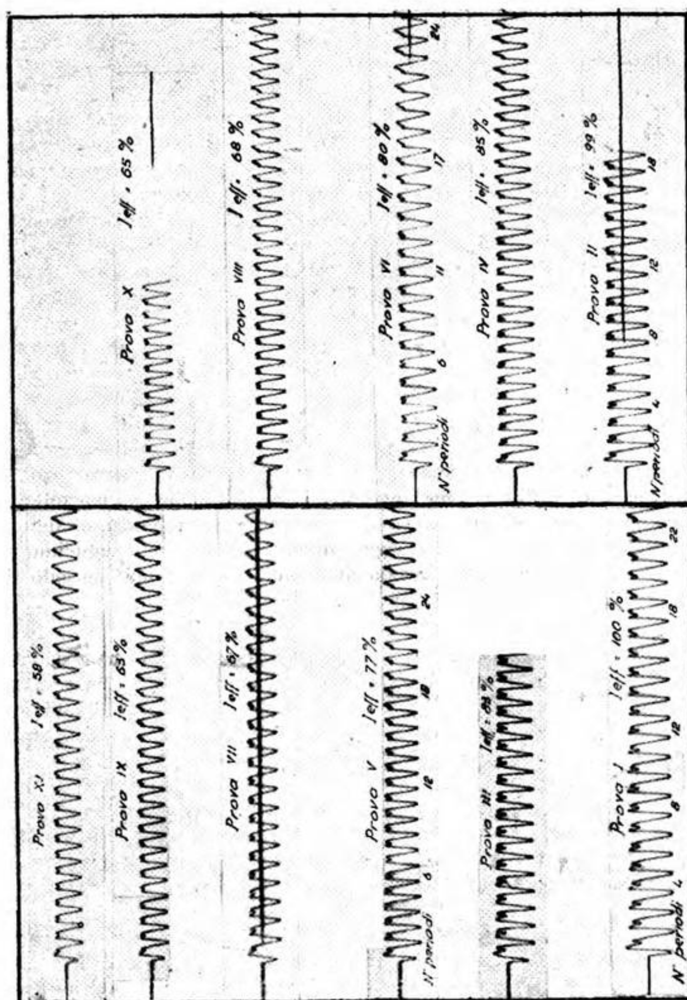


Fig. 7. — Rilievi oscillografici delle vibrazioni della corda.

fatto qualche volta, è cosa che non ha alcun senso e può anzi dar luogo ad interpretazioni errate.

Con il rilevamento di una serie numerosissima di oscillogrammi si ovviò pure all'inconveniente di non potere regolare in modo matematico l'intensità del suono prodotto, come avviene quando si usano tasteggiatori meccanici; ottenendo alla fine una scala di intensità crescenti per gradini veramente piccoli, per ciascuno dei due tocchi.

Una scelta di tali oscillogrammi, notevolmente rimpiccoliti, è raccolta nella fig. 7.

Le prove eseguite con « tocco secco » sono segnate con numeri romani dispari; quelle con « tocco appoggiato » con numeri pari.

Gli oscillogrammi sono ordinati per intensità efficaci e disposti in modo che anche la loro posizione reciproca sia indicativa delle rispettive intensità e che quindi si trovino affacciati orizzontalmente oscillogrammi di intensità pressochè eguale e di tocco opposto.

L'intensità che vien data è l'intensità efficace misurata nel *secondo* periodo di ciascun oscillogramma ed espressa in rapporto percentuale all'intensità efficace, misurata pure nel secondo periodo, dell'oscillogramma di ampiezza maggiore, cioè dell'oscillogramma I.

Di questi oscillogrammi, opportunamente ingranditi, fu compiuta pazientemente l'analisi armonica col metodo analitico-grafico di Lahr fino all'ottava armonica (la settima fu trovata essere costantemente trascurabile, come doveva essere, dato che il martelletto colpiva la corda appunto a circa 1/7 della sua lunghezza totale) e, trattandosi di funzioni non rigorosamente periodiche, seguendo il criterio di ritenere ogni periodo analizzabile a sè come periodo di una grandezza periodica (9).

10. — I risultati di questa analisi costituiscono una serie di dati illustranti da vari punti di vista il comportamento del pianoforte.

Per quel che riguarda il problema del tocco essi danno la dimostrazione, che una differenza di tocco corrisponde ad una differenza oggettiva di composizione di armoniche e precisamente che suoni corrispondenti a « tocco secco » hanno armoniche superiori di intensità maggiore a confronto con suoni a « tocco appoggiato » della stessa intensità efficace complessiva. Nel nostro caso ciò risalta particolarmente per la quarta e la quinta armonica, cioè appunto per quelle che sono prossime ai 1500 Hz delle vibrazioni del martelletto.

Tutto ciò è chiaramente mostrato dalla fig. 8, che reca a confronto tutti i dati dell'analisi relativi agli oscillogrammi I e II, che sono gli oscillogrammi che più si avvicinano fra loro in ampiezza, non differendo che dell'1 %; ed è confermato dai dati di fig. 9, nella quale i due oscillogrammi da confrontarsi furono scelti in modo che quello di « tocco secco » (V) fosse di intensità complessiva inferiore all'altro, cosicchè rimane eliminato il dubbio che la prevalenza relativa delle armoniche superiori nel caso di « tocco

(9) H. Backhaus: Z. S. f. techn. Phys., 1932, XIII, p. 31.

secco » possa attribuirsi alla, sia pur di pochissimo, maggiore intensità complessiva, come avviene in I rispetto a II.

In fig. 8 si nota come la fondamentale e tutte le armoniche componenti di I superino costantemente, in valore assoluto, quelle corri-

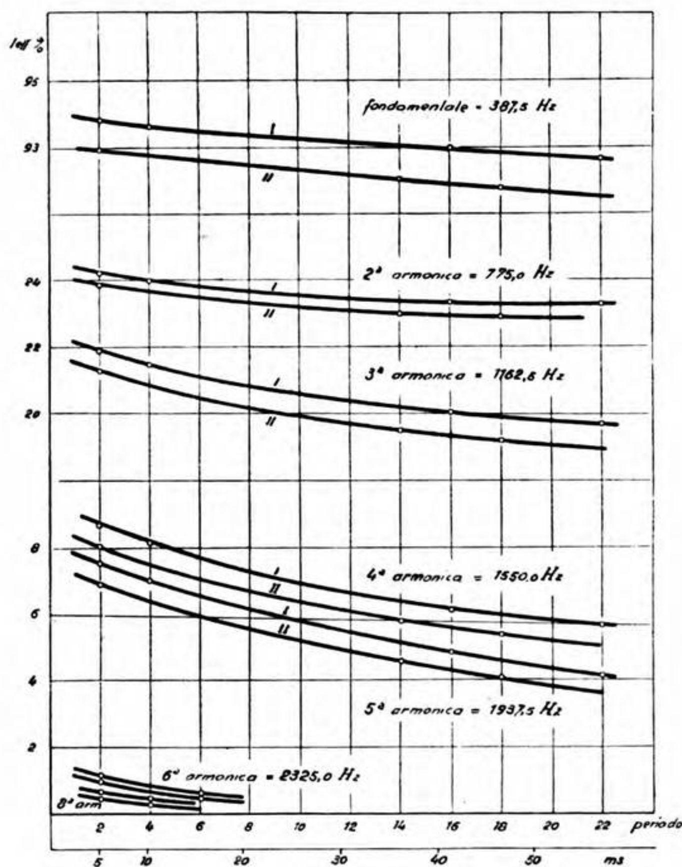


Fig. 8. — Variazioni d'intensità delle diverse armoniche. Confronto fra gli oscillogrammi I e II.

spondenti di II; e da essa si può, con semplicissimi calcoli, ricavare i valori relativi delle varie armoniche, rispetto alla intensità efficace complessiva, per ogni periodo dell'oscillogramma e quindi stabilire che le armoniche di I *dalla terza in su* superano le corrispondenti di II, non solo in valore assoluto, ma anche (e qui sta la vera importanza) in valore relativo.

Gli identici risultati offre il confronto fra V e VI in fig. 9, nonostante che in questo caso, invece, l'intensità efficace complessiva

del suono di « tocco appoggiato » (VI) superi quella del suono di « tocco secco » (V); e il fatto che, anche in questo caso, i valori relativi delle armoniche di V *dalla terza in su* superano i corrispondenti valori di VI, produce l'effetto appariscente che le differenze in ampiezza fra V e VI, che per la fondamentale sono relativa-

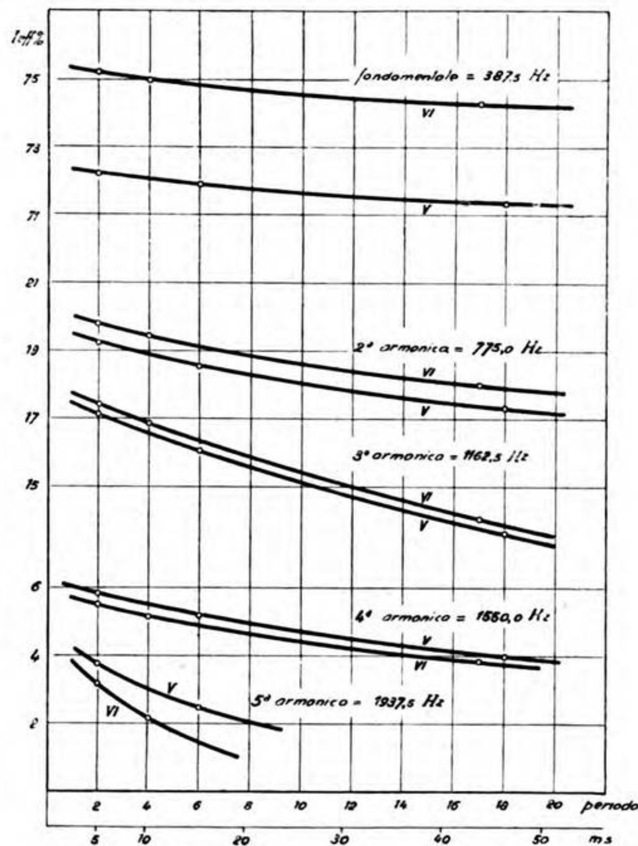


Fig. 9. — Variazioni d'intensità delle diverse armoniche. Confronto fra gli oscillogrammi V e VI.

mente notevoli, divengono, per armoniche di ordine via via crescente, sempre minori; finchè, sebbene VI superi del 3 % V in intensità efficace complessiva, la quarta armonica di V supera tuttavia, non solo in valore relativo ma anche in valore assoluto, la quarta armonica di VI.

Per rendere più immediato il confronto fra i valori *relativi* delle armoniche nelle varie prove, si sono ricavati dalle fig. 8 e 9 i diagrammi delle fig. 10 e 11.

Nella prima di esse, poichè i valori *relativi* di cui si parla s'intendono sempre in rapporto al valore dell'intensità efficace complessiva del particolare periodo cui si riferiscono, è riportato l'andamento di tale intensità complessiva per le prove I, II, V, VI, quale è stata ricavata per ogni periodo sia per integrazione grafica sia,

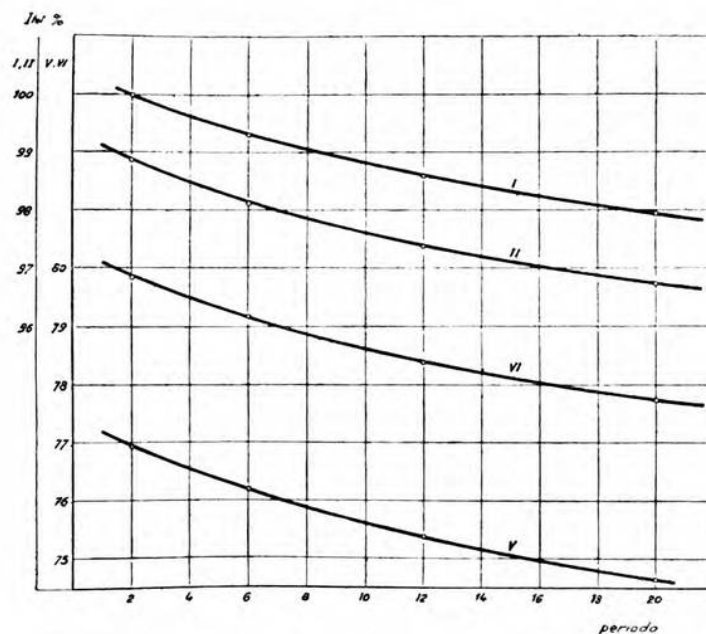


Fig. 10. — Andamento delle intensità efficaci complessive durante i primi periodi delle prove I , II , V , VI.

per controllo, come risultante delle intensità efficaci di tutte le armoniche componenti in base alla formula:

$$I_{\text{tot}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad .$$

Nella fig. 11 sono poi dati i valori *relativi* delle ampiezze della quarta armonica, come esempio più efficace, in rapporto appunto alle intensità complessive i cui valori numerici appaiono in fig. 10.

Si può allora constatare direttamente che, in valore relativo, V supera costantemente VI esattamente come I supera II, indipendentemente dal fatto che la intensità complessiva (fig. 10) della prova di « tocco secco » sia maggiore (caso di I e II) o minore (caso di V e VI) di quella della prova con « tocco appoggiato »; e ci si può anche render conto dei valori numerici di tali differenze, che costituiscono dunque le differenze oggettive dei due tipi di tocco.

11. — L'andamento delle caratteristiche di forma dei vari oscillogrammi che appaiono in fig. 7 può ora venir più chiaramente commentato in relazione all'influenza che in esso hanno le diverse armoniche.

Si è fissata l'attenzione su quattro tipi caratteristici di forma d'onda, che ricorrono in tutte le prove:

a) delle due punte caratteristiche che compaiono nelle onde rappresentative della nostra nota *sol*, la prima supera nettamente la seconda (esempi tipici: il periodo 4 della prova I, il periodo 2 della prova II);

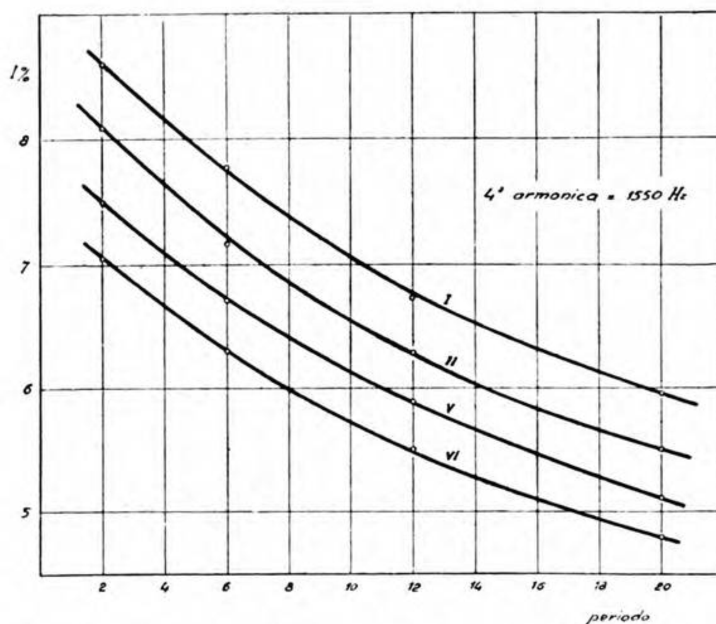


Fig. 11. — Valori relativi dell'intensità efficace della quarta armonica durante i primi periodi delle prove I, II, V, VI.

b) le due punte hanno uguale ordinata massima, indipendentemente dalla loro forma (esempi tipici: il periodo 16 della prova I, il periodo 14 della prova II, il periodo 6 della prova V e il periodo 4 della prova VI);

c) delle due punte la seconda supera nettamente la prima (esempi tipici: il periodo 22 della prova I, il periodo 18 della prova II, il periodo 18 della prova V e il periodo 17 della prova VI);

d) la prima delle due punte scompare e diventa una semplice inflessione della curva (esempi tipici: il periodo 28 della prova V e altri che sono stati tagliati fuori dalla fig. 7).

Queste quattro forme caratteristiche corrispondono a tipiche

composizioni di armoniche. Nella forma *a*) si rivela sensibile la presenza di tutta la serie di armoniche fino alla quinta compresa; nella *b*) solo le armoniche fino alla quarta hanno importanza; nella *c*) anche la quarta cessa di esser notevole; e la *d*) è tipica come onda in cui solo la fondamentale e la seconda armonica hanno peso. I dati numerici dei diagrammi delle fig. 8 e 9 confermano queste interpretazioni.

Il fatto che tali forme caratteristiche compaiono dopo un diverso numero di periodi dall'inizio nelle diverse prove, ci dà modo di osservare direttamente negli oscillogrammi di fig. 7 le differenze oggettive dei due tipi di tocco.

Si può stabilire la legge generale che, in tutti gli oscillogrammi di « tocco secco », una data forma d'onda viene raggiunta dopo un tempo (cioè un numero di periodi a partire dall'inizio) alquanto maggiore che non nel caso di « tocco appoggiato ». Ciò significa appunto, in base alla interpretazione delle forme tipiche testè data, ciò che ci ha detto (fig. 8 e 9) l'analisi: che cioè le armoniche superiori hanno valori relativi maggiori, nel caso di « tocco secco ».

Con questi criteri di interpretazione diretta della forma degli oscillogrammi si possono apprezzare qualitativamente anche i risultati di tutte le altre prove, delle quali non fu eseguita l'analisi armonica. Tali risultati rientrano tutti in un quadro statisticamente coerente.

Altri elementi interessanti gli effetti di tocco.

12. — Anche gli stadi successivi alla vibrazione della corda possono dare altri elementi che contribuiscono a rafforzare l'effetto di tocco.

In particolare ricordiamo che dal pianoforte escono non solo i suoni prodotti dalla corda e dalla cassa armonica, ma anche rumori accessori, che possono essere di grande importanza per la caratterizzazione di un certo tocco [10].

Ma soprattutto le caratteristiche fisiologiche della ricezione dei suoni per mezzo dell'orecchio umano contribuiscono verosimilmente a dare al tocco un'importanza molto maggiore di quella che risulta dai dati semplicemente oggettivi.

Il fatto fondamentale è che l'orecchio umano ha una sensibilità incomparabilmente superiore per le differenze di timbro che non per le differenze di intensità. Così l'orecchio umano, mentre non è capace di rilevare alcuna differenza di intensità complessiva fra due suoni, aventi fra loro uno scarto oggettivo di intensità fino al 30 %, nota agevolmente differenze di pochi percento nella composizione delle armoniche cioè nel timbro. Ora una differenza in intensità complessiva anche solo del 20 % — come, ad esempio, nel caso delle prove I e VI (fig. 10) — porta a differenze notevolissime nei valori d'ampiezza delle armoniche: ad esempio, nel caso delle prove I e VI, la quarta armonica vien ridotta in ampiezza di un quarto e più (fig. II).

---

[10] E. MEYER: Z. S. f. techn. Phys., 1931, XII, p. 606.

Inoltre questa sensibilità differenziale sembra essere molto maggiore per le armoniche di ordine superiore, cioè per quelle in cui maggiori sono le variazioni di ampiezza in conseguenza di variazioni dell'intensità complessiva del suono.

È verosimile quindi che molti degli effetti di tocco siano ottenuti dal pianista esperto con variazioni oggettive di intensità complessiva della nota emessa, che corrispondono a variazioni oggettive di timbro relativamente notevoli. Soggettivamente cioè fisiologicamente solo le variazioni di timbro permangono e sono apprezzabili, mentre le differenze di intensità complessiva non hanno valore ed è quindi come se non esistessero.

Su questi punti ci si propone di svolgere ulteriori ricerche sperimentali.

Questo lavoro è stato eseguito, grazie ad una borsa di perfezionamento all'estero del Ministero dell'Educazione Nazionale, presso l'« Institut für Schwachstromtechnik der Technischen Hochschule, Dresden » diretto dal prof. H. Barkhausen: il dott. M. Kluge dello stesso istituto mi fu guida e il maestro W. Schaufuss-Bonini ausilio prezioso per la parte musicale. Il prof. G. Vallauri seguì con benevolo interessamento tutto il lavoro e mi fu generoso di consigli. A tutti rivolgo l'espressione della mia viva riconoscenza.

SUL COMPORTAMENTO DEL SENSO DEL TATTO ALLE VIBRAZIONI

AUGUSTO HUGONY

La sensibilità del tatto umano alle vibrazioni varia con la frequenza; diversi sperimentatori hanno determinato la soglia di sensazione alle varie frequenze, ma i risultati non coincidono perfettamente. Qui si riportano i risultati di nuove determinazioni della soglia di sensazione e si stabilisce per altri quattro livelli l'equivalenza tra vibrazioni di diversa frequenza. Il campo esplorato è tra 15 e 500 Hz; l'equivalenza tra le varie vibrazioni viene stabilita, con criterio statistico, confrontandole con una vibrazione normale di 200 Hz, di ampiezza 12,5, 25, 37,5, 50 decibel rispetto a quella di soglia. Le curve di livello così tracciate presentano un'interessante analogia con quelle ricavate da Kingsbury per il suono; si può ritenere anche probabile l'esistenza di una soglia di dolore.

1. - Premessa.

L'effetto delle oscillazioni sull'organismo umano è particolarmente importante nel caso in cui esse siano luce o suono, e i sensi percettori la vista o l'udito. Anche molto notevole è tuttavia l'effetto delle vibrazioni sul tatto dell'uomo, sia dal punto di vista fisiologico sia da quello fisico; su tale effetto si basa anche un tentativo di applicazione pratica: la sostituzione nei sordi del senso del tatto a quello dell'udito.

La bibliografia sull'argomento è discretamente estesa, ma non ricca di dati sperimentali rigorosi; chè anzi questi sono spesso in disaccordo; ciò che non meraviglia, se si pensa all'indeterminatezza delle grandezze da misurare e dei sistemi impiegati.

A chiarire il comportamento del senso del tatto alle vibrazioni, e la sua diversa sensibilità con il variare della loro frequenza, potrà forse contribuire la serie di misure, di cui riportiamo in seguito i risultati principali.

Esponiamo dapprima in sunto le considerazioni, che ci hanno guidato nella ricerca.

Benchè il meccanismo della percezione sia notevolmente diverso per l'udito e per il tatto, pure, nelle generalità, molti sono i punti di contatto, e parecchie considerazioni valgono in entrambi i casi.

2. - Considerazioni sul confronto di sensazioni tattili.

Di ogni sensazione si distinguono una soglia d'inizio, una soglia di modificazione e infine una soglia di cambiamento della qualità della sensazione, che è la soglia d'inizio di una nuova sensazione.

Nel nostro studio abbiamo esplorato il campo di frequenze da 15 a 500 Hz, determinando la soglia d'inizio e quattro curve di li-

vello, ottenute confrontando le sensazioni provocate da varie vibrazioni con quelle dovute a una vibrazione di 200 Hz, assunta come riferimento, per livelli di quest'ultima 12,5, 25, 37,5, 50 decibel rispetto alla soglia.

È da notare, che i diagrammi ottenuti presentano una chiara analogia con quelli dell'udito, ricavati da Kingsbury e dai successivi sperimentatori.

Esperienze preliminari ci hanno mostrato, come la sensibilità del tatto alle vibrazioni aumenti dapprima con l'esercizio, per diventare poi quasi costante, e per diminuire o divenire irregolare con il sopraggiungere della stanchezza. Per esempio, determinata la soglia di sensazione per un certo soggetto, si sceglieva un'ampiezza leggermente superiore e ci si assicurava, con prove ad intervalli, che essa fosse sempre sicuramente percettibile. Sottoposto allora il paziente in esame in modo prolungato alla vibrazione, lo si interrogava ogni 30'' sulla percezione. Ne è risultato che, per ampiezze maggiori circa del doppio del valore di soglia, la sensazione permane in modo costante, per quelle minori compare e scompare in modo irregolare.

Per impedire che le risposte fossero altrimenti influenzate, si è avuta l'avvertenza, durante le prove accennate, di manovrare reostati non inseriti in circuito,onde il soggetto ritenesse continuamente variata l'ampiezza della vibrazione.

Per determinare la soglia di sensazione e le curve di livello può pensarsi di procedere in due modi: *a*) regolare l'ampiezza della vibrazione in modo continuo; *b*) regolare l'ampiezza della vibrazione in modo discontinuo. Nel secondo caso la misura risulta più precisa.

Nel paragonare due vibrazioni di frequenze diverse bisogna tenere presente che: *a*) sono le sensazioni (effetti) che in definitiva si confrontano, e non le vibrazioni (cause); *b*) nel concetto di paragone è implicita l'omogeneità delle grandezze in confronto.

Nelle vibrazioni semplici, data la loro definizione matematica, si possono riconoscere due grandezze caratteristiche, ampiezza e frequenza; esse si possono quindi confrontare in base a questi caratteri. Nelle sensazioni le grandezze caratteristiche possono essere essenzialmente altre; ma, per la sensazione tattile dovuta alle vibrazioni, i caratteri di ampiezza e di frequenza sono ancora riconoscibili, sebbene in modo meno spiccato che nella sensazione auditiva. Questa minore evidenza, nella sensazione tattile, dei caratteri di ampiezza e di frequenza, può far pensare alla loro fusione, e alla presenza quindi di un carattere specifico della sensazione tattile alle vibrazioni. Tale carattere è tuttavia, in ogni caso, di piccola entità, e non può quindi servire per stabilire una equivalenza tra le varie vibrazioni.

Dal punto di vista psicologico è interessante notare, che il soggetto, nel confronto delle sensazioni dovute a due vibrazioni di frequenza alquanto diversa, ha dapprima l'impressione di percepire due sensazioni differenti, di paragonare due sensazioni non omogenee. Un giudizio di preferenza per una delle due sensazioni è in generale impossibile. Il paziente può solo stabilire, in modo statisticamente concordante per vari gruppi di misure e per vari soggetti,

e forzando l'intendimento, un giudizio relativo o all'ampiezza o alla frequenza delle sensazioni in paragone.

Il confronto di due vibrazioni può essere contemporaneo o successivo, nel senso, che il soggetto può essere sottoposto ad esse contemporaneamente (impiegando ad esempio entrambe le mani) o successivamente. Il confronto delle sensazioni, con l'intervento del sistema nervoso centrale, è probabilmente da pensarsi, in ambedue i casi, successivo. Siccome inoltre nel primo caso potrebbe intervenire una dissimmetria dell'organismo umano, si è seguito il metodo del confronto successivo delle vibrazioni.

In queste esperienze si è determinata l'equivalenza in intensità delle sensazioni provocate dalle vibrazioni, e ciò in funzione sia dell'ampiezza, sia della frequenza di queste ultime. Se la determinazione fosse stata effettuata stabilendo un'uguaglianza di effetti, le misure avrebbero presentato un errore medio elevato. Perciò la determinazione dell'equivalenza in intensità delle sensazioni provocate dalla vibrazione in esame e da quella di riferimento, è stata fatta stabilendo per la prima due ampiezze diverse, scelte in modo da provocare intensità di sensazione l'una certamente superiore, l'altra certamente inferiore a quella della vibrazione di riferimento, ed assumendo come risultato della misura la media dei due valori. Si sono registrati come valori attendibili quelli corrispondenti a cinque indicazioni successive concordanti da parte del soggetto in esame; in questo caso il proseguimento delle misure fino a dieci prove ha dato in media solo uno scarto del 7 %, dovuto per lo più a stanchezza (indicazioni ultime). Per la determinazione dei valori (superiore e inferiore) su cui sperimentare, si è proceduto per tentativi, mantenendo gli intervalli di variazione uguali circa al 10 % del valore equivalente approssimato.

Nelle misure preliminari si è trovato utile stabilire un criterio per giudicare della precisione del metodo di misura sperimentato. Due criteri sono applicabili, quello del calcolo dell'errore medio e quello della misura dell'errore nel confronto soggettivo della vibrazione di riferimento con una di eguale frequenza.

Il secondo criterio ci è apparso più semplice e più conveniente, avendo a disposizione un campo di misure relativamente ristretto.

Dalle misure preliminari è risultato inoltre, com'era del resto logico aspettarsi, notevole l'intervento della memoria; di qui la convenienza di ridurre al minimo il tempo intercorrente nel confronto mediante uno studio particolare del commutatore, che comandava le correnti impiegate per la produzione delle vibrazioni.

Per assicurarci della validità dei dati delle misure, prima d'iniziare la serie di prove intese alla determinazione delle curve di uguale intensità di sensazione, abbiamo verificato l'indipendenza dei valori misurati dalla frequenza di riferimento assunta. A tal fine si sono confrontate direttamente tra loro le ampiezze delle vibrazioni di 50 e di 500 Hz, che davano un'intensità di sensazione uguale a quella della frequenza normale. Dal confronto diretto tra le vibrazioni di 50 e di 500 Hz non è risultata rigorosa equivalenza, ma ciò non può meravigliare, perchè, dato il tipo di misure, sarebbe occorso, per una verifica precisa, un vastissimo campo di misure.

Dal punto di vista teorico, se l'equivalenza in intensità non fosse influenzata dalla differenza di frequenza, non vi sarebbe dubbio che, verificato $A_{f1} = A_{fn}$, $A_{f2} = A_{fn}$, dovrebbe essere $A_{f1} = A_{f2}$ (tenendo conto opportunamente della teoria degli errori), dove A_{f1}, A_{f2}, A_{fn} sono le intensità delle sensazioni alle frequenze f_1, f_2, f_n. La influenza della differenza di frequenza sul paragone in intensità è probabilmente solo un effetto disturbante, che rende più difficile raggiungere una notevole esattezza nella misura. Se il metodo adoperato per la determinazione delle ampiezze equivalenti fosse stato quello di stabilire un'uguaglianza di sensazioni, l'effetto della differenza di frequenza avrebbe introdotto errori accidentali notevoli ed infirmato i risultati dato il numero non grande delle misure. Adoperando invece il metodo della determinazione delle sensazioni sicuramente più intensa e meno intensa della sensazione normale, la differenza di frequenza accresce l'intervallo tra queste, ma, in massima, la loro media rimane inalterata.

Nel piccolo campo 15-500 Hz da noi esaminato (che è quello in cui le vibrazioni hanno un effetto notevole sul tatto), può ritenersi in ogni modo l'indipendenza pratica dei dati sperimentali dalla frequenza di riferimento assunta.

3. - Disposizione delle esperienze.

Le misure sono state effettuate con la disposizione schematica di fig. 1.

P_n è un potenziometro costituito in sezioni e tarato in decibel.

A è un vibratore, già adoperato da Setzepfand per misure di soglia [1], analogo in principio ad un altoparlante elettrodinamico, in

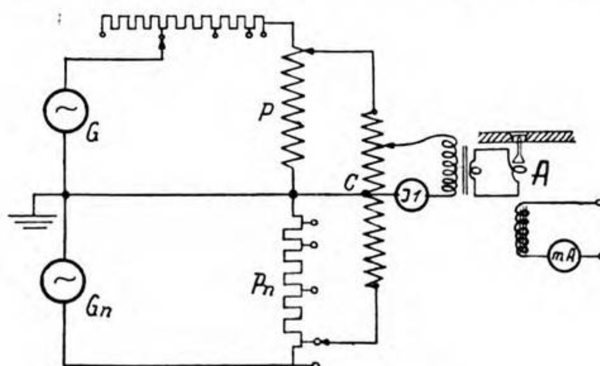


Fig. 1. — Dispositivo di misura.

cui la bobina mobile è connessa ad un bastoncino cilindrico d'ebanite, che si affaccia ad un foro in un largo disco, pure d'ebanite.

[1] Goodfellow ha effettuato misure di soglia per mezzo di un cristallo vibrante, ottenendo risultati alquanto diversi. I dati di soglia da noi ricavati coincidono con quelli di Setzepfand. Per la bibliografia si veda l'elenco riportato alla fine.

La distanza del piano del disco dal piano della faccia estrema del cilindretto vibratore nella sua posizione di riposo può essere variata. Le ampiezze della vibrazione di 200 Hz corrispondenti alla soglia di sensazione, sono dell'ordine di 10^{-4} mm; la taratura ottica diretta non è quindi facile. Si può tuttavia estrapolare la taratura, eseguita in una gamma di deviazioni meglio apprezzabili, perchè, data la costruzione del vibratore, i piccoli spostamenti sono proporzionali alle forze agenti, cioè, per una data frequenza, alla corrente nella bobina. Sperimentalmente i diagrammi di taratura spostamento-corrente (per ogni frequenza) sono risultati rette passanti per l'origine, sì che l'estrapolazione è da ritenersi perfettamente lecita. Per la lettura degli spostamenti si è adoperato il metodo ultramicroscopico, applicando al vibratore una sottilissima laminetta di nichel, che si muove nel suo stesso piano solidalmente col cilindretto, ed illuminandola posteriormente rispetto all'osservatore. Con un microscopio di ingrandimento 200 si è allora ricercato sulla lamina qualche forellino adatto, che appariva illuminato su fondo oscuro, e che dava, durante la vibrazione, una traccia luminosa, di cui era facile leggere l'ampiezza sul micrometro oculare. Questo è stato poi tarato con l'ausilio di un micrometro graduato in centesimi di millimetro.

C è il dispositivo, che permette di cambiare la frequenza delle vibrazioni in paragone. Per evitare chiusure ed aperture brusche del circuito primario del trasformatore (con possibilità di effetti secondari) il dispositivo è costituito da un potenziometro circolare con presa centrale e con spazzola rotante, comandata da un opportuno sistema moltiplicatore della velocità di rotazione.

G_n è un oscillatore a battimenti che fornisce la frequenza 200 Hz.

G è un alternatore ad audiofrequenza. Esso è necessario per ottenere i livelli più alti e per le frequenze estreme, che richiedono una potenza molto superiore a quella necessaria per la frequenza normale, perchè la frequenza di risonanza del sistema vibratore è circa 75 Hz.

Le misure sono state eseguite su nove soggetti, prestando grande attenzione a che esse avvenissero senza alcun ordine prestabilito, e senza che i soggetti potessero rendersi conto delle operazioni effettuate dallo sperimentatore.

Prima si è determinata la soglia a 200 Hz, e si sono fissati per questa frequenza i livelli di 12,5 , 25 , 37,5 , 50 decibel sopra la soglia, poi si sono ricavati i valori di soglia e si è effettuato il confronto alle altre frequenze. A questo fine il soggetto in esame posava la mano destra abbandonata sul piatto d'ebanite dell'apparecchio, con il polpastrello del dito indice in corrispondenza del cilindro vibrante, e, in seguito a successive commutazioni, dava il proprio giudizio con le parole: uguale, più forte, più debole; senza un particolare riferimento alla frequenza campione. In corrispondenza venivano effettuate misure di corrente che, per mezzo della tabella di taratura, permettevano di dedurre l'ampiezza delle vibrazioni.

Alla fine delle misure si è verificata nuovamente la taratura del vibratore, che risultò immutata.

Quando necessario, il suono prodotto dal vibratore stesso veniva coperto dal suono di un altoparlante, ma data la grande concentrazione di attenzione richiesta dalla determinazione del giudizio, tale precauzione è di solito superflua.

4. - Risultati delle misure.

Le misure effettuate ci hanno permesso di tracciare le curve di soglia e di equivalenza in intensità riportate in fig. 2; sull'asse delle ascisse sono riportate le frequenze, su quello delle ordinate i loga-

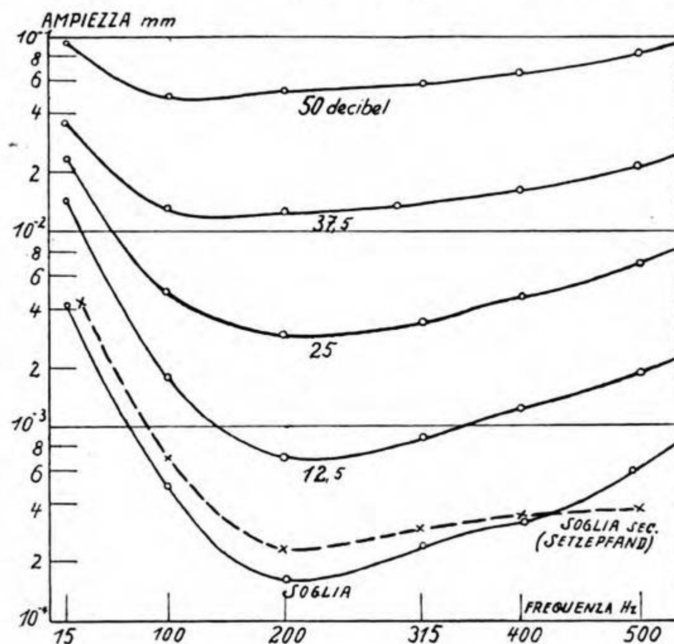


Fig. 2. — Curve di uguale sensazione tattile.

ritmi delle ampiezze delle vibrazioni equivalenti ai livelli fissi della frequenza di riferimento.

Dall'esame dei diagrammi risulta:

1) la sensibilità del tatto alle vibrazioni varia con la frequenza, ed è massima intorno ai 200 Hz;

2) tale diversità di comportamento si attenua con il crescere dell'ampiezza;

3) l'andamento delle curve di uguale intensità per la sensazione tattile presenta grande analogia con quello delle corrispondenti curve per l'udito.

Dallo svolgimento delle esperienze si è tratta inoltre la convinzione che le vibrazioni di frequenza inferiore ai 15 Hz vadano considerate a sè.

Si è pure pensato alla presenza di una soglia superiore di trasformazione per la sensazione tattile. La nostra disposizione sperimentale non ci ha permesso di raggiungerla con certezza, ma è da notare che, per la frequenza 500 Hz e per il livello superiore di 50 decibel, non fu possibile, su alcuni soggetti, eseguire le misure, perchè essi divenivano immediatamente insensibili alla vibrazione, e tale insensibilità, anche al tatto, sembrava persistere per qualche tempo al cessare della causa. È quindi molto probabile che *la soglia superiore della sensibilità del tatto alle vibrazioni sia uno stato d'insensibilità susseguente*, analogo all'abbagliamento luminoso. Con intensità superiori a 50 decibel un soggetto ha accusato un leggero indolenzimento alle dita e al braccio.

Ad ultimare questo studio sono riportati nella tabella i coefficienti statistici:

$$\alpha = \frac{\sqrt{S}}{n\, V_m} \cdot 100$$

(dove S è la somma dei quadrati degli scostamenti delle singole misure dal valore medio V_m, ed n è il numero delle misure),

$$\beta = \frac{\Delta}{V_m} \cdot 100$$

(dove Δ è la media degli intervalli, differenza tra valore sicuramente maggiore e valore sicuramente minore, relativi ad ogni misura). Il coefficiente ε nella seconda colonna è il rapporto, diretto o inverso, tra la frequenza della vibrazione in esame e quella della vibrazione di riferimento. Per mettere meglio in evidenza la distanza relativa fra le due frequenze si è posta sempre al numeratore la frequenza maggiore.

Frequenza Hz	ε	soglia		12,5 decibel		25 decibel		37,5 decibel		50 decibel	
		α	β	α	β	α	β	α	β	α	β
315	$\frac{315}{200} = 1,57$	23,0	70,3	9,9	72,1	5,7	74,7	3,4	66,2	2,0	51,0
100	$\frac{200}{100} = 2$	18,4	65,8	7,6	71,8	5,6	73,1	5,3	72,2	6,5	68,4
400	$\frac{400}{200} = 2$	21,5	51,0	8,9	60,8	8,1	71,8	5,5	57,3	2,3	54,3
500	$\frac{500}{200} = 2,5$	18,4	63,0	14,0	75,7	6,4	72,3	5,2	46,5	1,4	43,3
15	$\frac{200}{15} = 13,3$	18,6	108,0	20,9	106,1	21,1	111,5	18,7	119,9	13,2	114,7

α può considerarsi come un coefficiente da mettere in rapporto con l'approssimazione delle misure e indicante anche il modo di variare della sensibilità del tatto alle vibrazioni nei soggetti esaminati; β rappresenta invece un indizio su quella che si potrebbe chiamare la soglia di modificazione nelle prove di confronto; nel caso particolare delle prove sulla soglia di sensibilità, β fornisce un indizio sulla acuità della percezione.

Dall'osservazione della tabella risulta:

1) α diminuisce con l'aumentare dell'ampiezza, ossia il comportamento del senso del tatto alle vibrazioni per i diversi individui dà risultati più concordi ed uniformi con l'aumentare dell'ampiezza. Infatti β diminuisce molto meno marcatamente, specie in confronto con i valori di soglia.

2) Alla frequenza 15 Hz, α e β assumono valori molto maggiori che non alle altre frequenze. L'essere α rimasto quasi costante alla soglia esclude una maggiore disuniformità di comportamento degli individui rispetto alla frequenza 15 Hz; la maggiore disuniformità messa in rilievo dagli altri valori di α e di β sembra doversi attribuire alla difficoltà del confronto (con intervento del sistema nervoso centrale) in relazione al rapporto assai più elevato fra le due frequenze da paragonare. Inoltre l'essere β aumentato anche alla soglia dimostra una minore acuità della percezione tattile verso la frequenza estrema di 15 Hz.

Ringrazio il prof. Wagner, che mi ha concesso ospitalità, il prof. Meyer e il prof. Salinger, a cui devo il tema e cortese consiglio, ed i colleghi del « Heinrich-Hertz-Institut », che hanno voluto sottoporsi alla lunga serie di misure.

Berlin - Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung.

BIBLIOGRAFIA

M. von Frey: Physiologische Versuche über das Vibrationsgefül - Z. S. f. Biologie, 1914, LXV, p. 417.

D. Katz: Der Aufbau der Tastwelt - Barth, Leipzig, 1925.

B. A. Kingsbury: A direct comparison of the loudness of pure tones - Phys. Rev., 1927, XXIX, p. 588.

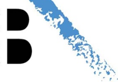
R. H. Gault: Hearing through the sens organs of touch and vibration - J. Franklin Inst., 1927, CCIV, p. 319.

V. O. Knudsen: Hearing with the sense of touch - J. Gen. Psych., 1928, I, p. 330.

R. Reiher u. F. I. Meister: Empfindlichkeit des Menschen gegen Erschütterungen - Forschung a. d. Geb. d. Ingenieurwiss., 1931, II, p. 381.

W. Zeller: Ein Beitrag zur Untersuchung der mechanischen Erschütterungen in ihrer Auswirkung auf den menschlichen Organismus - Schalltechn., 1932, V, p. 34.

W. H. Roberts: A two dimensional analysis of the discrimination of differences in the frequency of vibrations by the sense of touch - J. Franklin Inst., 1932, CCXIII, p. 283.



R. H. Gault a. L. D. Goodfellow: Eliminating hearing in experiments on the tactual interpretation of speech and musics - J. Gen. Psych., 1932, IX, p. 223.

L. D. Goodfellow: The sensitivity of the finger typ to vibrations at various frequency - J. Franklin Inst., 1933, CCXVI, p. 387.

H. Fletcher a. W. A. Munson: Loudness, its definition, measurement and calculation - J.A.S.A., 1933, V, p. 82.

L. D. Goodfellow: Experiments on the senses of touch and vibration - J.A.S.A., 1934, VI, p. 45.

R. H. Gault: An interpretation of vibrotactile phenomena - J.A.S.A., 1934, V, p. 252.

W. Setzepfand: Zur Frequenzabhängigkeit der Vibrationsempfindung des Menschen - Z. S. f. Biologie, 1935, XCVI, p. 2.

RECENSIONI

ELETTROTECNICA GENERALE.

J. HAK — **Sul calcolo del momento di rotazione agente sui dischi metallici posti in un campo magnetico ad alta frequenza.** (H. F. Techn. u. El. Ak., maggio 1935, XLV, 5, pag. 170-172, con 3 fig.).

Misure di precisione, fatte dal Taylor, sul momento di rotazione, cui un disco metallico P (fig. 1) è soggetto intorno all'asse zz, per

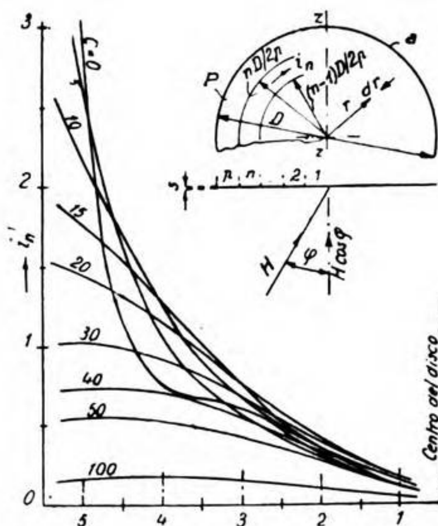


Fig. 1. — Rappresentazione approssimata della distribuzione della corrente in un disco posto in un campo magnetico. Andamento delle componenti reali i_n' per diversi valori di C.

effetto di un campo magnetico $H = H_m \cos \omega t$ formante un angolo φ con l'asse del disco, hanno rivelato l'inapplicabilità di alcune formule note.

Walker, Pierce e Pidduck ricavarono il momento di rotazione:

$$M = \frac{L\ \omega^2\ H_r^2\ S^2}{2\ (R^2 + \omega^2\ L^2)}$$

nell'ipotesi di una spira metallica *a* sottile, circolare, di diametro D, nel caso particolare $\varphi = 45^o$, essendo H_e il valore efficace del campo, $S = \pi D^2/4$, R ed L la resistenza e l'autoinduzione della spira.

Partendo dalla precedente relazione, per passare dal caso della spira al caso del disco pieno, l'A suppone anzitutto che il disco stesso possa essere considerato alla stregua di una sola spira piatta, nella quale la corrente indotta sia uniformemente distribuita. Egli ottiene pertanto:

$$M = \frac{\pi^2}{32} H_e^2 D^3 \cdot A_1 \text{ (dine . cm) },$$

essendo:

[1] $$A_1 = \frac{0,3872}{C_1^2 + 12,1438} \quad \text{e} \quad C_1 = \frac{\rho\ 10^5}{2\ f\ D\ s},$$

ove ρ rappresenta la resistenza specifica del materiale del disco (Ω . mm^2/m), f la frequenza ed s lo spessore del disco.

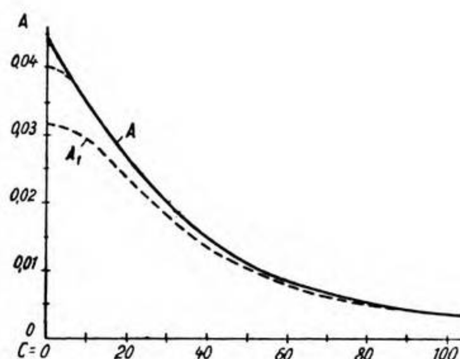


Fig. 2. — Valori di A in funzione di C. Curva A secondo la [2], tenuto conto della distribuzione della corrente; curva A_1 secondo la [1], ammessa una distribuzione uniforme della corrente.

L'A procede quindi a scomporre il disco in p parti, 1, 2,..., n,..., p, considerando ciascuna parte anulare come una spira indipendente a distribuzione uniforme di corrente, e calcola la corrente indotta in essa. Riapplicando allora a ciascun anello i risultati preliminari, deduce il momento totale, nella forma di una somma:

$$M = \frac{\pi^2}{32} H_e^2 D^3 \cdot A,$$

essendo:

[2] $$A = \frac{1}{9\ p^4} \Sigma \left\{ i_n' \left[n^3 - (n-1)^3 \right] \right\},$$

ove i_n' è la componente reale della corrente indotta nell'anello di

ordine n, e risulta dal grafico di fig. 1, in funzione di n e del paramento $C = p \rho 10^5/(f D s)$, per la particolare scomposizione del disco in $p = 5$ parti. Le curve della fig. 1 rappresentano in definitiva la distribuzione radiale delle correnti indotte nel disco. Nella fig. 2 sono riportati graficamente i valori di A e di A_1 (distribuzione uniforme), in funzione di C.

Con una semplice ripartizione in sole cinque parti, si ottiene già un'ottima concordanza dei valori calcolati con quelli desunti da misure ad alta frequenza. *M. S.*

FOTOELETTRICITÀ.

G. Todesco — **L'impiego dei raggi infrarossi nella ricerca scientifica e nelle applicazioni tecniche.** (Ricerca Scientifica, 15-31 maggio 1935, VI-I, 9-10, pag. 467-487, con 12 fig.).

Fra le sorgenti di radiazioni infrarosse (i cui limiti di lunghezza d'onda sono 0,8 e 314 micron) si devono distinguere quelle ad emissione integrale (con spettro continuo) e quelle ad emissione selettiva (con spettro discontinuo a righe o a bande). Nella prima categoria, cui appartengono il corpo nero ed i così detti corpi grigi, rientra l'arco voltaico (fra carboni), con la caratteristica, comune a tutte queste sorgenti, che la regione dello spettro relativa all'infrarosso si riduce ad una piccola porzione dello spettro stesso, risultandone di conseguenza molto limitata l'utilizzazione. Lo studio della emissione selettiva delle varie sostanze per l'infrarosso consente invece di disporre di sorgenti atte a fornire la maggior parte della energia per tale limitata zona dello spettro: si può per questo fare utilmente ricorso al becco Auer, alla lampada di Nernst (il cui filamento è composto di ossidi di cerio, torio, zirconio e simili, corpi tutti di forte emissione selettiva infrarossa); ma tali sorgenti presentano emissioni relativamente deboli in valore assoluto. Mentre esse servono assai bene nel campo delle ricerche di laboratorio, quando occorrano intensi fasci di radiazioni infrarosse si deve ricorrere all'adozione di un radiatore integrale, la cui emissione sia opportunamente filtrata mediante schermi.

I metodi di rivelazione delle radiazioni infrarosse sono essenzialmente il *fotografico*, il *fosforografico* ed il *fotoelettrico*. Il primo consiste nel fotografare le radiazioni con lastre appositamente sensibilizzate, il secondo è basato sul fenomeno (Becquerel) della estinzione della fosforescenza sotto l'azione delle radiazioni, il terzo sfrutta il così detto effetto fotoelettrico interno (o di fotoresistenza) mercè l'adozione di speciali cellule col catodo rivestito di sostanze (solfuri metallici minerali o artificiali) particolarmente fotosensibili all'azione dell'infrarosso.

Queste radiazioni trovano importanti applicazioni nella ricerca scientifica: così la spettroscopia di assorbimento per la regione infrarossa è di valido ausilio al chimico per la determinazione della struttura molecolare dei corpi organici; con la medesima si può procedere alla verifica sperimentale della formula di Planck sull'irraggiamento; e nel campo dell'astrofisica gli studi e le ricerche

sui raggi infrarossi hanno condotto alla determinazione indiretta della temperatura di stelle e pianeti.

Nell'àmbito delle applicazioni tecniche le radiazioni infrarosse si prestano a una larga utilizzazione.

Con la *fotografia infrarossa*, entrata nelle attuazioni pratiche solo da qualche anno, dopo la scoperta di speciali sostanze sensibilizzatrici in alto grado per l'infrarosso, è stato reso possibile di « penetrare » la nebbia, pervenendo al meraviglioso risultato di ritrarre con tempo nebbioso, nitidamente in tutti i loro particolari e con gli effetti di contrasto e tonalità, oggetti lontani e paesaggi, di fotografare corpi oscuri ad elevata temperatura approfittando delle radiazioni di questi al rosso nascente, e perfino di fotografare in piena notte (nottevisione), previa forte illuminazione del soggetto con sorgenti di radiazione infrarosse. Altri minori ma pur sempre interessanti risultati sono poi, ad esempio, l'esame di antichi manoscritti, la riproduzione di quadri e documenti, le ricerche microfotografiche, l'esame chimico dei liquidi e dei tessuti dell'organismo.

Con la *fototelefonia infrarossa*, la cui prima idea risale al Majorana che l'attuò nel 1927, si pratica la telefonia a distanza facendo incidere radiazioni invisibili (infrarosse od ultraviolette), modulate con ritmo acustico, sulla superficie fotoemittente di speciali cellule fotoelettriche, talmente sensibili all'infrarosso da consentire di tradurre in variazioni di corrente elettrica (da amplificarsi poi convenientemente) le variazioni della debolissima intensità di quei raggi. Sistema, questo, di grande utilità per scopi militari, poichè permette di ottenere, anche in caso di atmosfera nebbiosa, comunicazioni direttive e segrete (raggi invisibili) fra due punti scoperti ed in linea retta, ben inteso a non grande distanza tra loro.

Con il *fotosbarramento*, preponendo tali raggi al comando di un opportuno congegno (ricevitore a cellula fotoelettrica al tallio) capace di funzionare per effetto della loro interruzione, si ottiene la possibilità di azionare dispositivi d'allarme o di provocare convenute segnalazioni ottiche, acustiche od elettriche. Sotto l'aspetto della sicurezza di protezione, l'importanza del sistema, tanto per scopi militari, quanto per usi civili, è ancora aumentata dal fatto che, essendo i raggi infrarossi invisibili, la segnalazione avviene sempre imprevista ed insospettata da parte di chi forza lo sbarramento. Se poi si dà al sistema un còmpito di controllo o di numerazione, per gli individui o per gli oggetti che si costringano ad attraversare un passaggio obbligato, si ha il maggiore affidamento per la eliminazione degli errori. *E. Ci.*

GENERATORI, OSCILLATORI.

K. POSTHUMUS — **Oscillazioni in un magnetron ad anodo sezionato.** (W. E. a. E. W., marzo 1935, XII, 138, pag. 126-132, con 3 fig.).

Con i magnetron ad anodo sezionato si possono generare oscillazioni ad altissima frequenza (microonde) grazie ad un procedimento speciale, denominato « di campo rotante ». Si conseguono, con il nuovo tipo di magnetron, potenze oscillatorie relativamente

molto elevate (dell'ordine di 50 watt) con notevoli rendimenti (60 %).

Diversamente da quanto accade negli oscillatori a magnetron ordinari per microonde, la frequenza generata cresce con il diminuire del campo magnetico, il quale, per altro, deve avere sempre un valore molto superiore a quello critico.

Per illustrare il funzionamento di un tale generatore si immagini un diodo con l'anodo, cilindrico, diviso in k paia di sezioni. In regime oscillatorio, al campo elettrico statico (esistente nello spazio interelettrodico grazie al potenziale anodico applicato a tutte le sezioni) si sovrappone un campo elettrico alternativo stazionario, assai rilevante, e non trascurabile come si suppone che accada nel caso delle oscillazioni elettroniche. In ogni punto dello spazio interelettrodico, di coordinate polari r, ϑ (esse sono sufficienti perchè si suppone nulla la inclinazione del campo magnetico e quindi le traiettorie degli elettroni, di carica e e massa m, giacciono in piani normali al catodo), si può dunque immaginare applicato un vettore elettrico, con direzione costante e con ampiezza variabile periodicamente nel tempo, con pulsazione ω.

Il campo elettrico alternativo stazionario può sempre immaginarsi decomposto in due campi di configurazione invariabile nel tempo, e rotanti, con velocità angolare costante ω/k, uno nel senso antiorario (diretto) e l'altro in senso orario, in modo analogo a quello con cui si trattano le macchine elettriche multipolari monofasi; a sua volta in ogni punto il vettore elettrico, che compete all'uno o all'altro dei due campi rotanti, può essere decomposto in due componenti, delle quali una radiale ed una tangenziale. Nel caso per la scomposizione sia stata effettuata per il vettore rotante in senso diretto, queste componenti possono essere rappresentate con espressioni del tipo seguente:

$$R\ \varphi\ (\omega t - k\,\vartheta) \qquad \text{per il campo radiale,}$$

$$T\ \psi\ (\omega t - k\,\vartheta) \qquad \text{per il campo tangenziale,}$$

ove R e T sono funzioni della sola r, mentre φ e ψ sono funzioni di tipo sinusoidale nell'argomento indicato.

Ora è possibile dimostrare che, in condizioni opportune di alimentazione del magnetron, gli elettroni lanciati dal catodo, con la velocità che corrisponde al potenziale anodico costante V_a, misurata da $\sqrt{2\,e\,V_a/m}$ (si può qui adottare per semplicità l'ipotesi che il campo elettrico costante, corrispondente al potenziale anodico, sia concentrato in una sottilissima guaina avvolgente il catodo), e sottoposti ad un campo magnetico costante H di valore assai superiore a quello critico e tale quindi, che farebbe loro percorrere, in regime non oscillatorio, orbite circolari in senso antiorario, grazie al campo elettrico tangenziale rotante percorrono traiettorie spiraliformi con velocità angolare pressochè costante ω/k e con velocità radiale in progressiva diminuzione. Possiamo anche dire che tali elettroni, rispetto al campo elettrico rotante, si muovono di moto rettilineo ritardato.

D'altra parte su di essi non può agire il campo elettrico radiale rotante, che, lungo la loro traiettoria, si mantiene quasi nullo; mentre i campi rotanti in senso orario influiscono in modo alternativamente opposto con frequenza $2\,\omega/k$, tanto che, nel tempo che gli elettroni impiegano ad arrivare all'anodo, la loro azione può ritenersi mediamente nulla.

Un esame ulteriormente approfondito mostra infatti che gli elettroni emergenti in direzioni diverse da quelle considerate vengono rapidamente portati sopra le traiettorie spiraliformi già indicate.

Concludendo, i fatti salienti sono i seguenti: gli elettroni, invece di percorrere orbite circolari di diametro assai inferiore al raggio dell'anodo (nel qual caso non potrebbero raggiungere l'anodo e conseguentemente la corrente dovrebbe essere nulla) seguono traiettorie in forma di spirale, con velocità angolare costante $\omega\, k$; gli elettroni, in regime oscillatorio, arrivano all'anodo con forza viva minore di quella con cui emersero dalla guaina catodica; diminuendo di forza viva, gli elettroni forniscono energia al circuito oscillatorio esterno, e conseguentemente i potenziali alternativi, di cui abbiamo supposto la presenza, si possono mantenere.

Sviluppando analiticamente questi concetti, si perviene a giustificare tutti i risultati forniti dall'esperienza. Affinchè il tipo di magnetron ora considerato possa erogare la massima potenza oscillatoria, è necessario orientare convenientemente e accuratamente gli elettrodi nel campo magnetico. *N. C.*

CRONACA TECNICA

FISICA GENERALE.

In una nota, comparsa nel fascicolo di marzo 1935 del *Politecnico*, D. Faggiani esamina analiticamente il fenomeno della **trasmissione del suono attraverso cartoni e lamiere con fori**, giungendo a risultati in buona concordanza con quelli forniti dall'esperienza.

Per analizzare il fenomeno è necessario distinguere l'energia sonora che passa attraverso i fori, da quella trasmessa dalle restanti zone del tramezzo. La prima parte, che dipende essenzialmente dal rapporto della superficie complessiva dei fori alla superficie totale, indicando con a tale rapporto, si può ritenere con buona approssimazione dia luogo a un coefficiente di trasmissione del tipo:

$$\tau_1 = K + k \log a \qquad (K \text{ e } k \text{ costanti}).$$

Per tener conto anche della trasmissività della zona non forata, indicando con τ_0 il coefficiente di trasmissione di questa si ha per il coefficiente risultante:

$$\tau = K + k \log a + \tau_0 (1 - a).$$

Applicazioni pratiche di tale espressione, a casi studiati sperimentalmente, ne confermano l'attendibilità. *G. Sac.*

MISURE.

Un nuovo **misuratore di grandezze vettoriali** (*Vektormesser*) è descritto nella *Siemens Z. S.* nel numero di giugno 1935.

L'apparecchio è costruito per la misura diretta, in grandezza e fase, di piccole tensioni o di piccole correnti alternative. Vantaggi principali la semplicità dell'uso, il piccolo consumo proprio, la molteplicità delle applicazioni. Queste vanno dal rilievo del diagramma vettoriale relativo ad un apparecchio utilizzatore o ad uno strumento di misura, allo studio del campo magnetico nelle vicinanze di un conduttore percorso da corrente alternata, all'esame della distribuzione dell'induzione nell'intraferro delle macchine elettriche, alla determinazione delle frequenze di scorrimento nelle macchine asincrone, all'uso come indicatore di zero per dispositivi di misura a ponte.

L'apparecchio, di cui la fig. 1 riproduce lo schema, è costituito da due reometri a corrente continua, in serie fra loro, ai quali vengono applicate, successivamente ed attraverso a reostati variatori

di sensibilità, le due grandezze alternative sulle quali si vuole effettuare la misura. In parallelo ai reometri sono collegati due raddrizzatori meccanici, le cui spirali di eccitazione ricevono due correnti in quadratura da un regolatore di fase, avente il primario alimentato da un sistema di correnti trifasi, ed il secondario spostabile di fronte ad una scala graduata.

Facendo agire sugli strumenti, attraverso i morsetti U_1 V_1, una delle grandezze da misurare, e ruotando il regolatore di fase, si ar-

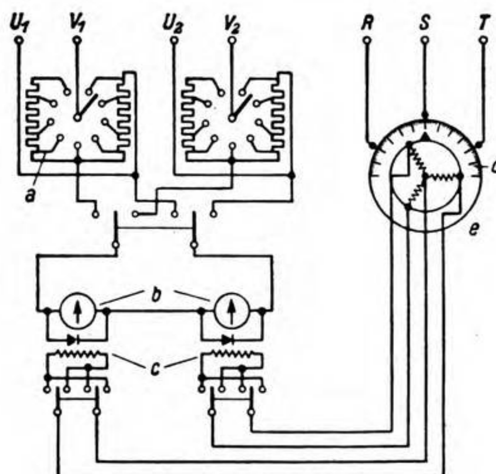


Fig. 1. — Schema dell'apparecchio.
a - reostati variatori di sensibilità; *b* - strumenti di misura; *c* - raddrizzatori; *d* - scala graduata; *e* - regolatore di fase.

riva ad avere su uno degli strumenti un'indicazione nulla e sull'altro un massimo proporzionale al valore medio di una semionda, quindi anche, per grandezze sinoidali, al valore efficace della grandezza stessa. Facendo poi agire, attraverso U_2 V_2, l'altra grandezza, senza spostare il regolatore di fase, si leggono sui due strumenti, rispettivamente, la componente in fase e quella in quadratura di detta grandezza, riferita alla prima, o, in altro modo, rotando il regolatore di fase fino ad avere ancora un massimo sul medesimo strumento, si ha su questo il valore efficace della seconda grandezza e sulla scala graduata la differenza di fase. *P. G.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

C. Rimini. — *Elementi di radiotecnica generale.* — N. Zanichelli, Bologna, 1935. — Un volume di xx-568 pagine, con 383 figure e 1 tavola fuori testo. — Prezzo L. 60.

Di fronte alle sempre nuove ed attraenti conquiste della radio, il possedere una chiara ed esatta visione delle leggi quantitative che governano i suoi molteplici aspetti, presenta un'importanza ognora crescente. Ne deriva la necessità di disporre di trattati teorico-tecnici che sappiano inquadrare con sapiente misura il vastissimo campo dei principi e delle loro applicazioni. Ma non v'è dubbio che lo scrivere oggi un testo di radiotecnica offra difficoltà tutt'altro che trascurabili, specie quando ci si ponga di conseguire un buon collegamento fra l'introduzione scientifica e la trattazione con carattere più propriamente professionale.

Col trattato che vede ora la luce, ci sembra si siano ben superate tali difficoltà, raggiungendo lo scopo con una organicità e, sotto moltissimi aspetti, con una originalità di trattazione tali, da far ritenere che l'opera riuscirà certo sommamente utile a quanti, dotati di buona preparazione matematica, vogliano iniziare, col dovuto rigore scientifico, lo studio dei problemi essenziali inerenti alle radiocomunicazioni.

Il testo è diviso in due parti: mentre la prima fornisce al lettore quel complesso di nozioni complementari che non trovano posto nella ordinaria elettrotecnica, e che pure, nei riguardi della radiotecnica, debbono considerarsi di carattere propedeutico, la seconda vuol costituire l'essenza del libro e tratta più particolarmente dei problemi tecnici specifici.

La prima parte comprende sette capitoli. Nel primo, richiamate le leggi fondamentali dell'elettrostatica e dell'elettromagnetismo, viene stabilito il *principio di dualità elettrica*, che permette la generalizzazione di molte questioni relative allo studio dei circuiti. Il secondo e il terzo capitolo sono dedicati al comportamento e alle proprietà dei circuiti elettrici di corrente ad alta frequenza; vi si stabilisce chiaramente il concetto di risonanza elettrica, mettendo opportunamente in rilievo il significato energetico del coefficiente di risonanza apparente nei circuiti accoppiati. Nel capitolo quarto sono esaminate le proprietà dei circuiti a costanti distribuite; studiate, col metodo simbolico, le distribuzioni di tensione e di corrente su linee di lunghezza infinita, stabilito il concetto di impedenza caratteristica, si passa alla definizione delle onde stazionarie su linee di lunghezza finita, ciò che permette di fissare le principali proprietà oscillatorie delle antenne.

Il capitolo quinto contiene un argomento generalmente non molto sviluppato in testi consimili, i quadripoli: definiti i tipi simmetrici ed i quadripoli generali, se ne mettono in luce le possibilità filtranti, e se ne stabiliscono le condizioni di trasparenza e di opacità; si esaminano particolareggiatamente i tipi più semplici di filtri non dissipativi e si forniscono utili indicazioni sui filtri reali. Il capitolo sesto tratta del delicato concetto di resistenza differenziale negativa; vi si dimostra la possibilità del funzionamento oscillatorio dei circuiti a conduttanza differenziale negativa, e si fissano i limiti entro i quali si può parlare di *conversione di forma* dell'energia elettrica. La prima parte del libro si chiude col capitolo settimo dedicato all'esame dei tubi elettronici, compresi i tipi a più elettrodi.

Il capitolo ottavo apre lo studio ai problemi di radiotecnica vera e propria. Si inizia col concetto fondamentale di irradiazione dell'energia elettromagnetica. Data la natura del libro, questo importantissimo argomento viene trattato per via diremo quasi intuitiva, piuttosto che facendolo derivare come logica conseguenza dalle equazioni di Maxwell e Lorentz. I risultati cui si perviene risentono un po' delle approssimazioni necessariamente ammesse, e la configurazione del campo elettromagnetico nell'intorno di un oscillatore non appare compiutamente individuata; il che per altro è riconosciuto dallo stesso A, che ha preferito a ragion veduta tale procedimento. Definita la potenza irradiata, si passa quindi a determinare l'altezza equivalente di un'antenna, ed anche qui un lettore attento non può non rilevare qualche lieve imprecisione, che sparisce tuttavia di fronte alla trattazione d'insieme molto bene inquadrata. È considerata anche la radiazione di un circuito chiuso e si dà un cenno, necessariamente sommario, dei risultati sperimentali circa là propagazione nello spazio delle onde elettromagnetiche.

Mentre il capitolo nono tratta dei generatori ad arco e degli alternatori ad alta frequenza, il decimo, fra i più notevoli per rigore ed originalità, è dedicato allo studio dei convertitori a triodi. Illustrato il principio dei generatori a triodi, e chiarita la loro funzione di organi atti alla conversione di forma dell'energia elettrica, vien descritto il funzionamento dei così detti amplificatori di classe A e classe A'. Si passa quindi all'esame analitico e grafico dei convertitori di classe B e classe C, non esclusi i moltiplicatori di frequenza. La trattazione, condotta con molta omogeneità, rappresenta una felice sintesi di quanto è stato scritto nella letteratura tecnica in argomento. Coloro che si occupano di problemi inerenti alla trasmissione radiotelefonica o radiotelegrafica, troveranno in questo capitolo nozioni particolarmente preziose. L'argomento dei generatori autoeccitati è trattato con grande generalità, e la comprensione del meccanismo dell'autogenerazione è facilitata dalla originale e feconda teoria dei sistemi generatori a tre punti. L'argomento è completato dall'esame degli elementi da cui dipende la stabilità della frequenza delle oscillazioni generate, e dallo studio del comando della frequenza sia con i sistemi elettromeccanici, sia

col quarzo, sia infine mediante l'uso di lunghe linee di alimentazione.

Gli argomenti della modulazione e della rivelazione sono trattati nel capitolo decimoprimo. Vi son resi evidenti i vantaggi conseguibili, ai fini dell'economia di potenza, con i sistemi di trasmissione con onda portante soppressa e con quelli con una banda laterale soppressa. Svolte alcune considerazioni generali sulla rivelazione ed esaminati esaurientemente i rivelatori lineari e quelli quadratici, si discutono le caratteristiche di rivelazione dei triodi, dei diodi-triodi e dei binodi, mettendo in risalto, per ogni tipo, le proprietà peculiari.

Il capitolo decimosecondo illustra le stazioni radiotrasmittenti e radioriceventi. Di particolare interesse risultano i paragrafi che riguardano le sorgenti di tensione continua, e specialmente i raddrizzatori di tensioni alternate. Sono qui esposte alcune semplici ed originali osservazioni sul comportamento e sulla funzione dei raddrizzatori monofasi e trifasi nei loro vari aspetti.

Il capitolo decimoterzo è dedicato allo studio degli aerei direttivi. Premesse alcune considerazioni di carattere generale sulla possibilità di ottenere direzioni privilegiate, agli effetti dell'energia oscillatoria emessa da un sistema di antenne, si studiano i diversi casi che trovano immediata applicazione nella tecnica delle radiocomunicazioni direttive. Sono pertanto successivamente esaminati i sistemi di oscillatori alimentati in fase o con una predeterminata differenza di fase fra loro e, con riferimento al piano azimutale, vengono stabilite le varie formule che permettono il tracciamento dei diagrammi di direttività. Dagli allineamenti semplici si passa agli allineamenti doppi; il che consente di esaminare l'azione dei così detti riflettori. Nei riguardi dei quali, pur non scendendo a dimostrazioni quantitative, si fa cenno della questione, notoriamente discussa, circa la loro distanza ottima dal sistema di antenne vere e proprie. Anche la direttività degli oscillatori nel piano zenitale è largamente considerata, così come è fatta menzione del guadagno che gli aerei direttivi in genere consentono rispetto ad un oscillatore semplice. L'aderenza delle deduzioni teoriche alla realtà viene resa palese con l'illustrazione di principio di alcuni tra i principali e più moderni tipi di aerei direttivi usati nella pratica corrente (Marconi, Telefunken, S.F.R., ed altri). I casi ora accennati si riferiscono alla tecnica delle onde corte, ma l'esame viene esteso anche alle proprietà direttive di alcune antenne ad onda lunga, in particolare di quelle ad L e di quelle Beverage. Il capitolo termina con alcuni esaurienti accenni di radiogoniometria.

Il libro è corredato di una appendice che riassume, con grande rigore, alcuni concetti fondamentali di calcolo differenziale ed integrale. Tale appendice riesce veramente preziosa, anche indipendentemente dall'utilità diretta che essa presenta per lo studio proficuo dei vari argomenti presi in esame.

Come si vede, tutte le principali questioni che interessano la radiotecnica generale sono trattate nell'opera, e la trattazione, proporzionata all'importanza di ciascuna, è svolta con un rigore matematico e con una logicità di concetti, nell'insieme davvero note-

voli. Prevediamo pertanto che il nuovo libro prenderà posto fra le opere più apprezzate della nostra letteratura tecnica e che molti studiosi e tecnici ne attingeranno nozioni con profitto.

La veste tipografica è particolarmente signorile, e la stampa chiara e corretta. *V. Go.*

*

M. VON ARDENNE. — *Fernsehempfang.* — Weidmannsche Buchhandlung, Berlin, 1935. — Un volume di 117 pagine, con 80 figure, legato. — Prezzo R. M. 6,30.

Il volumetto, in forma piana e di facile lettura, espone le attuazioni di questi ultimi anni nella tecnica della televisione, soltanto per ciò che riguarda i ricevitori. Vi si evita ogni svolgimento matematico e ci si limita a fare un esame qualitativo dei fenomeni, talvolta riportando i grafici più interessanti, dal punto di vista delle applicazioni, di ricerche svolte sull'argomento. Si presuppone già la conoscenza dei principi sui quali si fonda la televisione e, nell'esporre come si può attuare un ricevitore, quasi sempre ci si riferisce al caso concreto della stazione trasmittente si onda di 6,985 m di Berlino-Witzleben.

Dopo aver esposto i criteri generali da seguire nella costruzione di un ricevitore in relazione con la potenza e con la portata del trasmettitore, il libro tratta in modo assai particolareggiato del tubo a raggi catodici, il quale sembra ormai il mezzo migliore di ricezione. Si occupa brevemente dell'alimentazione dell'apparecchio completamente con corrente alternata, e descrive la costruzione dei circuiti atti a generare le tensioni di guida del raggio luminoso. Espone il sistema di sincronizzazione ad impulso, e i mezzi per filtrare e separare gli impulsi dalla parte modulante. Si sofferma poi sul dimensionamento delle diverse parti, riportando anche un circuito completo di ricevitore, con i dati costruttivi. Illustra in fine brevemente il circuito ricevitore del suono, il quale non differisce sostanzialmente da un normale ricevitore di radioaudizioni, e riferisce i risultati lusinghieri raggiunti dal servizio regolare di trasmissione inaugurato sino dal marzo scorso dalla stazione di Berlino.

Accuratissima l'edizione tipografica; nitide e ben scelte le numerose figure. *E. P.*

*

W. KER WILSON. — *Practical solution of torsional vibration problems.* — Chapman a. Hall, London, 1935. — Un volume di XVIII-438 pagine, con 106 figure, legato. — Prezzo 25 scellini.

Il libro è destinato agli uffici tecnici e vuole assistere l'ingegnere progettista di motori a combustione interna o di motori a scoppio, nel verificare se con date dimensioni un certo motore sia presumibilmente esente da difetti di funzionamento provenienti dalle vibrazioni torsionali, e nell'apportare quelle modifiche che risultassero necessarie.

Dopo avere mostrato in che consista il fenomeno delle vibrazioni torsionali, e come se ne determini la frequenza propria per un

sistema assegnato di masse e di elasticità, si passa allo studio delle masse ed elasticità equivalenti ad un dato sistema reale, quale può essere un albero a gomiti o una linea d'assi per la propulsione navale, cioè al così detto calcolo delle masse e delle lunghezze ridotte. Si studiano poi altre questioni di importanza fondamentale, come la previsione, in sede di progetto, delle sollecitazioni che nasceranno nell'albero per effetto delle vibrazioni, sommandosi alle sollecitazioni di lavoro, e la determinazione di tali sollecitazioni in base ai torsiogrammi rilevati sull'impianto eseguito.

Si descrivono gli apparecchi che più comunemente vengono adoperati per il rilievo dei torsiogrammi, fondamentale il torsiografo di Geiger, ed i dispositivi, come giunti elastici, volani antivibratori ed altri, che furono ideati per scongiurare il pericolo delle vibrazioni. Si dà anche un cenno delle caratteristiche degli apparecchi comandati, gruppi elettrogeni o linee d'assi, e si espone un procedimento per l'analisi armonica che in questi calcoli trova frequente applicazione.

Pregi particolari del libro sono la sua aderenza alla realtà e l'abbondanza di esempi concreti svolti in modo da dare sempre, insieme con l'ordine di grandezza dei valori, anche l'apprezzamento dell'influenza percentuale che su di essi hanno sia piccole alterazioni nel progetto, sia l'adozione di metodi di calcolo approssimati. L'abbondanza e la chiarezza delle figure, i frequenti riepiloghi in forma di tabelle ed in genere l'eccellenza della presentazione tipografica costituiscono altri pregi non trascurabili. Un particolare che rende un po' malagevole per noi la consultazione è il trovare tutti i dati ed i risultati, oltre ai coefficienti ed alle costanti fisiche, espressi in misure inglesi: cosa particolarmente fastidiosa quando ricorrono grandezze complesse, come momenti di inerzia di massa e di superficie, sollecitazioni e simili, e quando la diversa grandezza degli impianti suggerisce di adoperare come unità base a volte libbre e pollici, a volte tonnellate e piedi, con una conseguente variazione dei valori delle costanti fisiche. Appunto questa complicazione inerente ai sistemi di misura indusse l'A a far seguire ogni formula da un elenco delle unità in cui ciascuna delle grandezze va espressa; e ciò, se può essere molto comodo per la consultazione e per l'impiego saltuario del libro, ne appesantisce alquanto la lettura sistematica. *P. G.*

BREVETTI

Dispositivo per scala lineare di tempo, da usarsi per rilievi oscillografici e simili applicazioni.

Brevetto inglese n. 419298 (A. C. Cossor Ltd. e O. S. Puckle, Londra). - Patente dal 5-11-1934. - Diritto di priorità dal 5-5-1933.

Il ritrovato concerne un dispositivo per scala lineare di tempo, ove s'impiegano solamente tubi ad alto vuoto, eliminando così gli effetti del tempo di deionizzazione, propri dei dispositivi con tubi a scarica nel gas. Come conseguenze dell'uso di tubi ad alto vuoto si hanno un aumento del campo di frequenze ottenibili, fino a circa 1000 kHz, ed una stabilità assai maggiore del circuito.

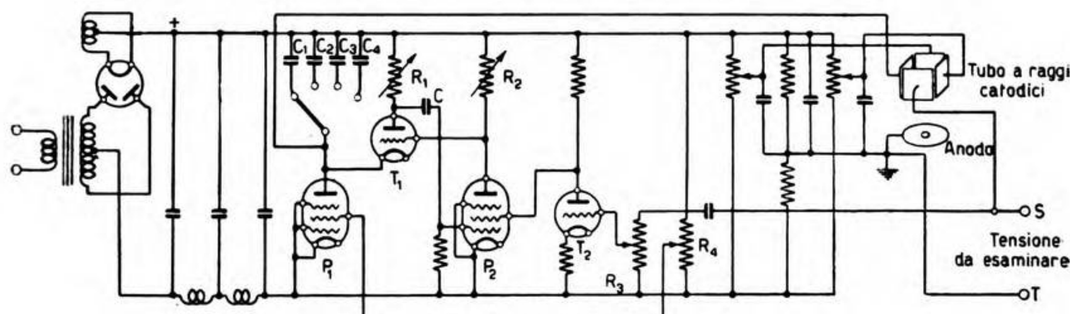


Fig. 1.

Il pentodo P_1 (fig. 1) carica uno dei condensatori inseribili mediante il commutatore, ad esempio C_1, e per conseguenza il catodo di T_1 diventa più negativo. Siccome P_2 ha la griglia al potenziale del catodo, il suo anodo e quindi anche la griglia di T_1 sono inizialmente a potenziale negativo rispetto al catodo di T_1, cosicchè in quest'ultimo tubo non passa corrente fino a che il suo anodo non sia divenuto molto negativo. A questo punto il condensatore C_1 incomincia a scaricarsi attraverso R_1 e T_1 e, siccome la differenza di potenziale che si localizza su R_1, agendo sulla griglia di P_2, ne diminuisce la corrente anodica e rende quindi positiva la griglia di T_1, la scarica è accelerata ed avviene in un tempo brevissimo. Scaricatosi il condensatore C_1, il sistema si trova nuovamente nelle condizioni iniziali e il ciclo ricomincia.

Il tubo T_2 è impiegato per applicare un'opportuna tensione sincronizzante alla griglia di T_1, e ciò assicura una perfetta sincronizzazione dell'immagine. *M. B.*

NUOVI APPARECCHI

Amplificatore a bassa frequenza di elevata fedeltà.

POMPEO COLOMBINO

Per ricerche di carattere scientifico, l'amplificatore ad audiofrequenza può rendere utili servizi nelle circostanze più diverse, purchè soddisfi a requisiti severi di fedeltà: si pretende che l'amplificazione sia uniforme per una gamma estesa di frequenze, che non vengano introdotte armoniche, che siano per quanto possibile rispettati i rapporti di fase tra le varie frequenze amplificate, che il rumore di fondo sia ridotto ad un livello molto basso.

Alcune prove oscillografiche eseguite su taluni amplificatori del commercio per vedere se rispondessero a tali requisiti con la approssimazione desiderata per ricerche di precisione, hanno svelato notevoli difetti anche in apparati che rispondevano bene alle esigenze pratiche. Da ciò la necessità di progettare appunto per usi di laboratorio l'amplificatore qui descritto.

La tecnica costruttiva degli amplificatori, ormai ben stabilita, lascia poca libertà al progettista, il quale nel caso attuale non può scegliere altro che un circuito a resistenza e capacità. L'obbligo di ridurre le armoniche pari, che sono le più importanti, condurrebbe all'adozione dello schema in controfase col risultato di introdurre un trasformatore d'entrata che sarebbe opportuno evitare.

Si è girata la difficoltà adottando il circuito « parafase » che sfrutta il rovesciamento di fase tra due stadi successivi a resistenza e capacità permettendo l'alimentazione di due catene amplificatrici in fase opposta senza ricorrere a trasformatori.

Il circuito parafase, poco noto in Italia, merita per questo la preferenza quando si voglia ottenere la maggiore fedeltà.

Lo schema di fig. 1 mostra questo particolare collegamento tra i due triodi iniziali, effettuato dal condensatore C_0 tra la griglia di V'_1 ed il cursore del potenziometro P_0, inserito nel circuito anodico di V_1.

Per lo stadio iniziale è impiegata una coppia di tubi 2A6 (di cui è utilizzata solo la parte triodo), una coppia di 56 per lo stadio intermedio, ed una di 2A3 per l'uscita.

Il circuito d'uscita può essere costituito da un trasformatore a presa centrale, oppure ancora da un accoppiamento a resistenza e capacità quando occorra la maggior fedeltà e non sia richiesta potenza. Il cambiamento si effettua con la manovra simultanea dei tre commutatori a due vie D', D'', D'''. Esistono due coppie di

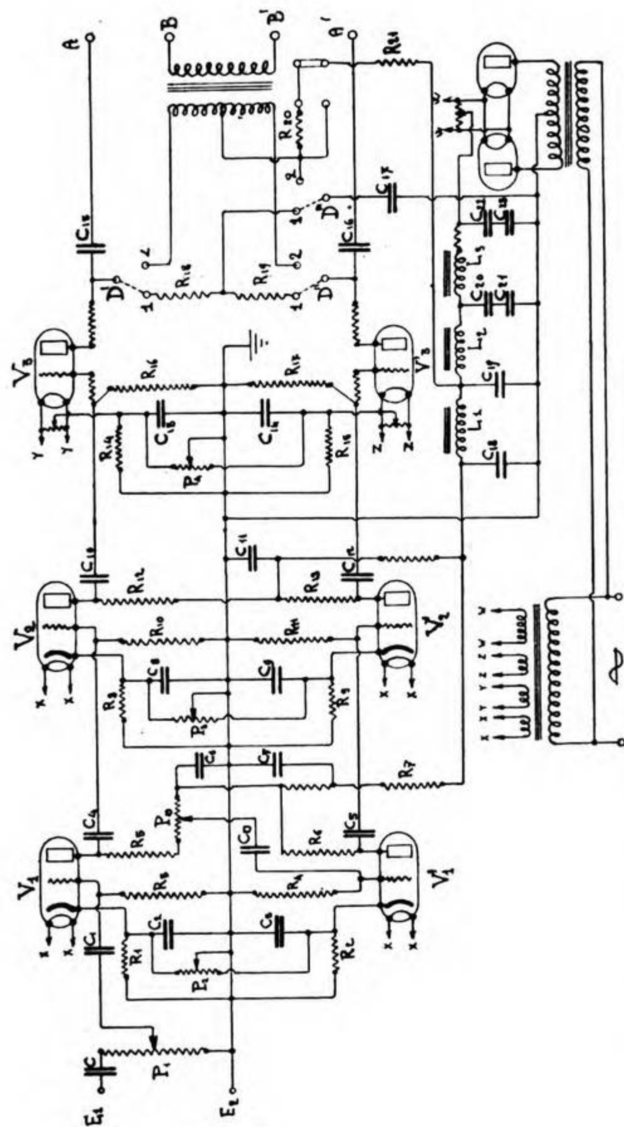


Fig. 1. — Schema dell'amplificatore.

C, C_0, C_1, C_4, C_5, C_{10}, C_{12}: 0,1 μF (carta)
C_6, C_{15}, C_{16}: 4 μF, 500 V (carta)
C_2, C_3, C_8, C_9: 200 μF, 25 V (elettrolitici)
C_{13}, C_{14}: 50 μF, 50 V (elettrolitici)
C_7, C_{11}, C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22}, C_{23}: 8 μF, 500 V (elettrolitici)
C_{17}, C_{18}: 16 μF, 500 V (elettrolitici)

R_5, R_6: 100.000 Ω
R_3, R_4, R_{10}, R_{11}: 500.000 Ω
R_{12}, R_{13}: 30.000 Ω
R_{16}, R_{17}: 250.000 Ω
R_{18}, R_{19}: 2.500 Ω
R_{20}: 1.250 Ω

P_1: 500.000 Ω
P_0: 5.000 Ω
P_2, P_3, P_4: 20.000 Ω
L_2, L_3: 18 H a 130 mA
L_1: 20 H ad 80 mA.

morsetti d'uscita: la coppia A, A' serve per l'uscita a resistenza-capacità o ad impedenza-capacità a seconda della posizione 1 o 2 del commutatore tripolare D' D'' D'''. La coppia B, B' fa capo al secondario a bassa resistenza del trasformatore d'uscita ed è utilizzabile solo quando il commutatore è nella posizione 2.

Nel circuito d'uscita con tubi in opposizione, si trae ordinariamente vantaggio dal fatto che le armoniche pari vengono automaticamente eliminate, per portare il funzionamento dei tubi in un punto della caratteristica che dà un rendimento elettrico maggiore anche se la distorsione per ciascun tubo preso separatamente è alquanto forte. Nel nostro caso si è preferito far funzionare ciascun tubo separatamente nelle condizioni di minor distorsione, per rendere possibile l'uso di una sola delle catene amplificatrici quando, per speciali esigenze del circuito di utilizzazione, non si possa trar vantaggio dal circuito completo (oscillografo a raggi catodici con una delle placche esploratrici messa a terra).

L'amplificatore può fornire 7 watt di potenza quando sia usato il trasformatore d'uscita, oppure sviluppare una forza elettromotrice alternativa massima di 260 volt tra placca e placca, se si usa la uscita a resistenza, con una tensione di entrata di 0,185 volt di cresta. L'amplificazione di tensione è quindi circa 1400.

Confronti di oscillogrammi, rilevati col tubo di Braun all'entrata e all'uscita dell'amplificatore, hanno mostrato la bontà dei risultati ottenuti. Questi sono dovuti, oltre che allo schema adottato, anche all'uso di materiale scelto. Con tutto ciò, e malgrado l'impiego di numerosi componenti, l'amplificatore, costruito nell'officina dell'Istituto Fisico dell'Università, è costato poco più di un amplificatore commerciale della stessa potenza.

Con il commutatore nella posizione 2 (trasformatore) la gamma di frequenze amplificate è alquanto limitata dalle caratteristiche del trasformatore d'uscita; si può tuttavia sempre contare su di una amplificazione altrettanto uniforme, quanto nel caso precedente, fino a 8000-10.000 hertz.

Ringrazio il prof. Perucca, da cui ho avuto l'incarico di studiare questo problema, per avermi assistito con i suoi consigli.

Torino, luglio 1935-XIII.

Istituto Fisico della R. Università.
Laboratorio Fisico del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

R. I. E. C. - Ricerche sulle microonde. — Gli studi e gli esperimenti sulle microonde che, come è stato riferito in una nota precedente (1), si stanno svolgendo presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina, hanno avuto in questi ultimi tempi, come campo di indagine, gli oscillatori a magnetron, i quali in confronto con i tubi di Barkhausen presentano il vantaggio di fornire maggiori potenze e migliori rendimenti. Tali studi hanno avuto in un primo tempo per oggetto la costruzione di un trasmettitore per microonde, che utilizza appunto come tubo oscillatore il magnetron, ed in seguito l'esecuzione di prove a distanza col trasmettitore medesimo, sia in telegrafia, sia in telefonia.

I tubi a magnetron in questi ultimi tempi hanno subìto progressi veramente notevoli, e dal tipo ad anodo intero si è passati a quello ad anodo sezionato in due metà, e più di recente a quello con anodo sezionato in quattro segmenti, il cui funzionamento è del tutto diverso da quello ammesso per i primi.

Una spiegazione, che sembra esauriente, sul meccanismo del funzionamento del magnetron con anodo a più sezioni è stata formulata di recente dal Posthumus (2). Secondo tale interpretazione gli elettroni emessi dal filamento, che in assenza di campo magnetico seguirebbero traiettorie rettilinee radiali, percorrono invece traiettorie pressochè circolari, quando lo spazio interelettrodico del tubo è sede di un campo magnetico orientato secondo l'asse del filamento. In particolari condizioni di alimentazione (tensione anodica, tensione di accensione del filamento e intensità del campo magnetico) le traiettorie assumono la forma di spirale, e gli elettroni che le percorrono arrivano all'anodo con energia meccanica inferiore a quella che dovrebbero assumere in corrispondenza della differenza di potenziale applicata fra anodo e catodo. La differenza fra questa energia e quella precedente è appunto, secondo la spiegazione del Posthumus, l'energia che gli elettroni cedono ad un circuito oscillatorio esterno, di costanti elettriche appropriate, provocando e mantenendo in esso una corrente oscillante ad altissima frequenza.

Presso il R.I.E.C. si sono proseguite le ricerche iniziate in precedenza a Padova sul rendimento degli oscillatori a magnetron ad anodo sezionato in due segmenti (3), ed i nuovi studi sono stati

(1) A. F., 1935, IV, p. 241.
(2) K. Posthumus: W. E. a. E. W., 1935, XII, p. 126.
(3) G. De Fassi e G. Salom: A. F., 1934, III, p. 396.

particolarmente rivolti all'utilizzazione dei magnetron con anodi a quattro sezioni, che consentono di ottenere, come si è detto, potenze oscillatorie ben superiori a quelle dei primi.

Dopo molti tentativi lo schema che è risultato più adatto per l'attuazione di un trasmettitore a magnetron è quello indicato in

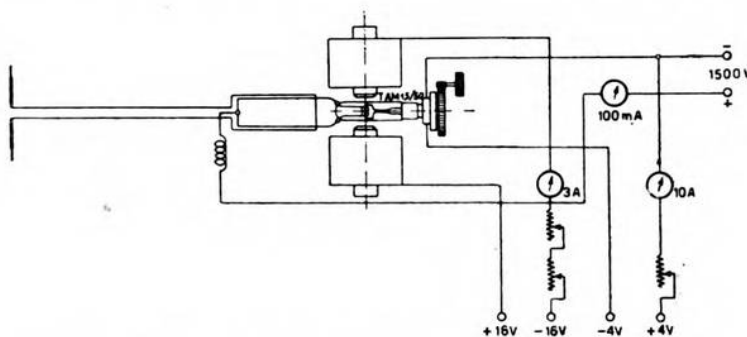


Fig. 1. — Schema di principio dell'oscillatore a magnetron per microonde.

fig. 1; la fig. 2 riproduce l'insieme dell'oscillatore. Il magnetron, che è del tipo Philips TAM 1,5/50, è posto tra le espansioni polari di un elettromagnete eccitato con corrente continua e destinato a produrre il campo magnetico; un movimento micrometrico permette di variare l'orientamento del tubo rispetto al campo. Le quattro

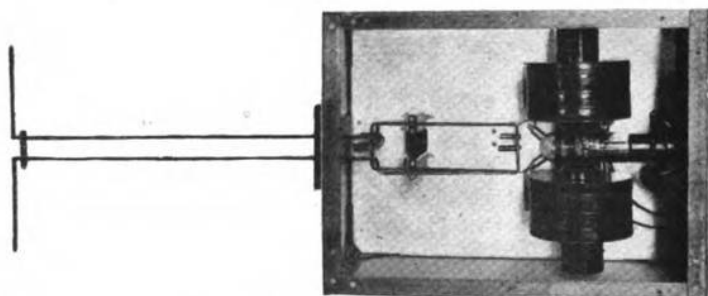


Fig. 2. — Oscillatore a magnetron.

sezioni anodiche del magnetron, che risultano collegate simmetricamente a due a due, fanno capo ad un circuito oscillatorio, il cui punto di mezzo è connesso col positivo della tensione anodica. Accoppiato a tale circuito se ne trova un secondo, il quale, attraverso una breve linea formata da due tubi di rame paralleli, alimenta il dipolo posto nel fuoco di un proiettore parabolico ad aste.

La modulazione, sia in telegrafia, sia in telefonia, viene effettuata sul positivo del circuito anodico con un apposito modulatore, il cui pannello, che comprende pure i vari organi di controllo e gli strumenti di misura dei circuiti di alimentazione dell'oscillatore, è illustrato in fig. 3.

La tensione anodica, che è dell'ordine di 1500 volt, è ottenuta da un rettificatore con tubi a vapori di mercurio, mentre la corrente per l'accensione del filamento del magnetron e quella per alimentare l'elettromagnete sono fornite da batterie di accumulatori. In condizioni normali di funzionamento il magnetron assorbe una

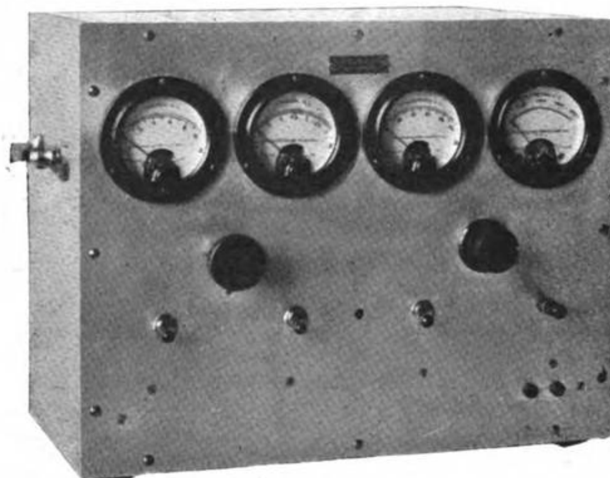


Fig. 3. — Pannello di controllo e di modulazione.

potenza di circa 50 watt, assunta questa come prodotto della corrente per la tensione anodica, e la potenza oscillatoria su λ di 60 cm è dell'ordine di una ventina di watt.

Effettuate in laboratorio la costruzione e le prove di regolazione del trasmettitore, si è in seguito passati alle prove pratiche di portata, le quali in un primo tempo si sono svolte tra due punti distanti 72 km, che, essendo alti entrambi circa 200 metri sul livello del mare, assicuravano la visibilità diretta. Tali prove hanno dato ottimo esito, poichè le emissioni del trasmettitore a magnetron venivano ricevute molto forti (forza 4), sia in telegrafia, sia in telefonia.

In vista di questi risultati si è stabilito di eseguire prove a distanza maggiore, ed a tale scopo, pur lasciando il trasmettitore nella precedente posizione, si è spostato il ricevitore ad una distanza più che doppia della precedente, cioè a 150 km, in una località che, essendo a 360 metri sul livello del mare, veniva a trovarsi circa 35 km oltre l'orizzonte geometrico. Nonostante che il ricevitore si

trovasse dunque fuori della portata ottica del trasmettitore, le prove eseguite per una intera settimana ed in ore diverse hanno permesso di stabilire il collegamento fra le due località, sia in telegrafia, sia in telefonia, con intensità di ricezione molto forte (forza 4) e modulazione telefonica chiarissima, ottenendo in tal modo un risultato di notevole interesse nei riguardi delle radiocomunicazioni con microonde. Il ricevitore usato in tutte queste prove era del tipo precedentemente illustrato (4) ed utilizzava come tubo rivelatore un triodo Telefunken montato secondo lo schema di Barkhausen, seguito da due stadi di amplificazione in audiofrequenza.

Le ricerche presso il R.I.E.C. nel campo delle microonde e dei magnetron sono in ulteriore sviluppo: presso il laboratorio tubi si è da tempo iniziata la costruzione di magnetron con anodi a quattro segmenti nel tipo da 50 e da 100 watt, i quali ultimi permettono di ottenere potenze oscillatorie veramente notevoli. Uno di questi tubi da 100 watt è già stato sperimentato e montato sul trasmettitore precedentemente descritto, e quanto prima saranno con esso effettuate prove sistematiche a grandi distanze per studiare e possibilmente per definire, quali siano le reali possibilità delle radiocomunicazioni con microonde oltre la portata ottica.

L'interesse di tale ricerca è anche provato dai risultati ottenuti di recente dai tecnici della « Radio Corporation of America » (5), i quali hanno eseguito misure a notevoli distanze dell'intensità del campo elettromagnetico irradiato da un trasmettitore a microonde ed hanno constatato che l'attenuazione di tale campo, la quale avviene regolarmente fino all'orizzonte geometrico, al di là di tale limite diventa molto più accentuata.

Il fatto che, negli esperimenti eseguiti dalla R. Marina, si sia potuto ricevere con intensità quasi massima ad una distanza che supera di una quarantina di kilometri l'orizzonte geometrico, fa ritenere che, data la notevole potenza del trasmettitore e la migliorata sensibilità dei ricevitori, sia possibile superare ancora notevolmente tale limite. *Re.*

*

N. P. L. - Prove su radiogoniometri. — Nella relazione sull'attività del « National Physical Laboratory », per l'anno 1934, viene data notizia, fra gli altri argomenti, di numerose prove eseguite su vari tipi di radiogoniometri.

L'attività dell'istituto si è rivolta specialmente verso i seguenti sistemi:

1) radiogoniometri con antenne multiple verticali,
2) radiogoniometri con antenne multiple a quadro,
3) radiogoniometri mobili di tipo Adcock.

Scopo principale delle ricerche, che hanno carattere continuativo, è quello di ridurre le cause di errore dei radiogoniometri, per

(4) loc. cit. nota (1) fig. 10 e 11.
(5) B. Trevor e R. W. George: Proc. I.R.E., 1935, XXIII, p. 461.

ottenere la precisione di almeno ± 1°, per rilevamenti presi sia su terra sia su mare.

Su di un apparato del primo tipo sono state eseguite prove per studiare l'effetto, che il rialzamento da terra di tutto l'apparato, operatore compreso, su di una piattaforma a circa 1 m di altezza, produce sull'errore azimutale per un'*onda tipo*, definita come quella che arriva con angolo di incidenza di 45° e polarizzata a 45°. Il radiogoniometro sperimentato aveva un sistema di antenne composto di dipoli di 3 m di lunghezza, disposti a 3 m fra loro. Il trasmettitore era sistemato su una torre alta circa 25 m. Si sono ottenuti, mediante il rialzamento suddetto, notevoli miglioramenti nel comportamento del complesso. I vantaggi sono stati maggiori per le onde più corte.

È stato pure studiato l'effetto della non perfetta verticalità dei dipoli rispetto all'andamento generale del terreno su cui sono sistemati. Una lieve inclinazione dei dipoli dà luogo ad un effetto analogo all'*effetto di antenna* dei sistemi a quadro, cioè causa una difficoltà di azzeramento per mancanza di un minimo acuto. Si è verificato che, per evitare errori sensibili dovuti a tale fenomeno, occorre che le antenne siano verticali con l'approssimazione di circa un grado. Se esistono piccole diseguaglianze del terreno, queste debbono essere livellate prima di sistemare i dipoli.

Infine, alcune verifiche eseguite su due radiogoniometri, l'uno a onda media e l'altro a onda corta, già sistemati da qualche tempo, hanno permesso di indicare, fra le altre, le seguenti cause di errore :

1) errore ottantale dovuto alla sostituzione di uno strumento strettamente accoppiato, allo scopo di estendere la gamma delle lunghezze d'onda di funzionamento,

2) piccole diseguaglianze nelle costanti delle porzioni orizzontali delle linee di trasmissione, dentro il casotto centrale del radiogoniometro,

3) piccole differenze di altezza fra le antenne,

4) deterioramento delle giunzioni del sistema di antenne, fuori del casotto,

5) per il radiogoniometro ad onde corte, insufficiente rigidità meccanica del sistema di antenne, che era soggetto a piccole deformazioni, diverse da un'antenna all'altra, e variabili nel tempo.

L'eliminazione di tali inconvenienti ha portato a notevolissimi vantaggi nel funzionamento.

Sono poi state iniziate esperienze con un radiogoniometro ad antenne multiple a quadro, con indicatore visivo a raggi catodici.

Il sistema di antenne è formato di quattro quadri, di 1 m² di superficie, ciascuno composto di quattro spire contenute entro uno schermo tubolare in alluminio. Ciascun quadro è accordabile per mezzo di un condensatore schermato, disposto al centro del quadro. I quadri, sistemati col loro centro a circa 2 m da terra, sono disposti ai vertici di un quadrato e orientati a 45° rispetto alle linee di trasmissione che vanno al ricevitore posto al centro del quadrato, cosicchè essi risultano tutti paralleli fra loro.

Quando il dispositivo è impiegato per ricevere onde dirette, il

fattore di captazione di esso è una funzione della direzione di arrivo delle onde, essendo zero per la direzione normale ai piani dei quadri, e massimo per la direzione parallela a tali piani. Quando invece il sistema riceve onde riflesse, provenienti dall'alto, il fattore di captazione è funzione della polarizzazione delle onde e del loro angolo di incidenza. In questo caso, per il quale l'apparato è particolarmente previsto, il fattore di captazione può ritenersi sostanzialmente uniforme per tutti gli azimut di arrivo delle onde, a meno che non si tratti di onde polarizzate linearmente, o secondo una ellisse di grande eccentricità. In questo secondo caso il complesso dei quadri si comporta, riguardo alla direzione dell'onda in arrivo, come un complesso di antenne verticali, col vantaggio che il fattore di captazione di un quadro non diminuisce con l'aumentare della inclinazione delle onde riflesse in arrivo, come invece fa quello di un'antenna verticale.

Durante l'anno 1934 è stata poi iniziata la costruzione di un radiogoniometro mobile di tipo Adcock, con indicatore visivo a raggi catodici. Per il funzionamento di quest'ultimo, è previsto un ricevitore, con uno stadio di trasformazione dell'alta frequenza ricevuta ad una frequenza intermedia dell'ordine di 100 kHz.

In considerazione del probabile grado di stabilità di frequenza dei trasmettitori mobili, in connessione con i quali l'apparato in argomento si troverà a funzionare, si è ritenuta necessaria una banda di frequenze della larghezza di 10 kHz, per l'amplificatore a media frequenza. La limitazione di tale banda di frequenza potrebbe essere ottenuta sia per mezzo di circuiti risonanti su una frequenza centrale della banda, sia con filtri di banda del tipo classico. Varie considerazioni di impiego pratico e di regolazione hanno consigliato di preferire, per ora, il primo sistema, e il lavoro procede in tale senso.

Si sta anche costruendo un tipo di amplificatore ad alta frequenza, che potrà servire nel progetto dell'apparato definitivo.

F. G.

*

XII Mostra della Radio a Berlino. — L'interesse maggiore dell'esposizione berlinese della radio, quest'anno, era concentrato sulla televisione. Purtroppo, dopo qualche giorno dall'apertura, avvenuta il 17 agosto, un violento incendio distruggeva totalmente un vasto padiglione e ne danneggiava alcuni limitrofi, rovinando gravemente molte nuove e costose apparecchiature di televisione.

Prescindendo da questo doloroso episodio, la mostra è riuscita assai istruttiva. Essa ha confermato l'intenzione del governo tedesco di insistere nelle direttive già scelte e quasi normalizzare la finezza di analisi sulle 180 righe. È noto infatti che con tale finezza d'analisi sono state iniziate sin dalla scorsa primavera trasmissioni regolari dalla coppia di stazioni ad onda ultracorta, installate nei locali della Mostra della Radio di Berlino (una per la visione: 10 kW, $\lambda = 7{,}20$ m; l'altra per il suono: 2 kW, $\lambda = 6{,}80$ m). È stata inoltre decisa la prossima installazione su di un monte della catena dell'Haartz, il Brocken (all'incirca nel baricentro della Ger-

mania), di un trasmettitore da 10 kW semitrasportabile, per effettuare un esperimento di servizio di radiovisione circolare per tutta la Germania.

Numerose ditte costruttrici di apparecchi riceventi e trasmittenti hanno risposto all'appello della mostra, presentando in funzione modelli di ricevitori già atti ad essere correntemente usati dal pubblico. Tali ricevitori comprendono sia la parte visiva sia quella sonora, entrambe su onde ultracorte (λ = 7,20 m per la visione, λ = 6,80 m per l'audizione).

Alcune delle ditte costruiscono anche il relativo tubo catodico, il quale ha ormai assunto un diametro normale di 30 cm per lo schermo fluorescente; la fluorescenza è di colore variabile fra il giallo e il bruno-seppia, la luminosità molto intensa. Il numero di righe d'analisi è per tutti di 180 con 25 immagini al secondo; la qualità delle riproduzioni è buona (ciò dipende comunque dal genere di scene trasmesse), ma vi si rileva un notevole tremolio luminoso (*Flicker*).

Il funzionamento dei vari apparecchi è discretamente stabile e la regolazione di essi non risulta eccessivamente complessa. A quest'ultimo riguardo taluni dei costruttori hanno cercato di abbinare parecchi comandi per ridurne il numero al minimo possibile (il numero minore è attualmente di 4). Il genere delle trasmissioni effettuate è in parte di pellicole cinematografiche normali e in parte di scene dirette prese dall'esterno per il tramite di uno speciale autofurgone attrezzato per trasmissioni televisive secondo il noto sistema a pellicola intermediaria (con un ritardo di circa 40'' fra la presa e la trasmissione).

Il collegamento fra l'autofurgone e il radiotrasmettitore a onde ultracorte di 10 kW-antenna è effettuato mediante un cavo speciale se la distanza non eccede 100 m, mentre per distanze maggiori viene usato un piccolo radiotrasmettitore sussidiario (λ = 5 m circa) installato nello stesso autofurgone da presa.

Di tali autofurgoni esistono attualmente due esemplari; altri ne sono in costruzione. Essi sono veramente un capolavoro di ingegnosità e perfezione, in quanto che comprendono, oltre alla complessa parte fotografica (con relativo sviluppo, fissaggio e lavaggio rapido), anche un completo sistema analizzatore a disco per 180 righe di finezza, seguito dagli amplificatori fotoelettrici; un apposito gruppo elettrogeneratore a benzina provvede a fornire l'energia necessaria per il funzionamento.

Oltre a queste trasmissioni a 180 linee di finezza, alcune case espositrici hanno presentato dimostrazioni con finezze più elevate (240 e 300 righe) e con maggior numero di immagini al secondo. In tali condizioni la qualità delle immagini ricevute è notevolmente migliore (quasi perfetta) e il tremolio luminoso risulta pressochè scomparso.

Era anche esposto un interessantissimo modello di tubo catodico di piccole dimensioni, avente una sagoma completamente cilindrica, della lunghezza di circa 20 cm. Mediante un obbiettivo appropriato, l'immagine si proietta su uno schermo in vetro smeri-

gliato delle dimensioni di circa 0,80 × 0,60 m²; l'osservazione viene fatta per trasparenza.

Per quanto riguarda l'altra parte della mostra, quella radiofonica, non si può dire vi fossero esposte cose particolarmente notevoli in confronto con gli anni precedenti: nè il materiale nè la sua disposizione hanno presentato novità rilevanti.

La « Reichs Rundfunk Gesellschaft » ha allestito quest'anno una interessante rassegna cinematografica dei vari impianti radiofonici, sia per le parti a frequenza udibile sia per quelle a radiofrequenza. Un garbato e succinto commento sonoro accompagna la proiezione che è ricca di chiari ed interessanti diagrammi.

Vari ricevitori fra quelli esposti sono a selettività variabile, intesa nel senso della possibilità di renderla acutissima (anche a scapito del taglio di bande laterali e quindi della qualità) quando si voglia staccare nettamente una stazione da altre molto prossime, e di appiattirla invece quando predomini l'interesse per la sola qualità fonica. È anche degna di nota la tendenza a costruire ricevitori con l'altoparlante, od anche con due o tre altoparlanti, completamente separati; ciò allo scopo di accrescere il rendimento acustico in qualità e fedeltà, in relazione all'ambiente in cui viene usato il ricevitore. *A. Ba.*

*

II Convegno Interprovinciale degli Ingegneri Radiotecnici delle Province Lombarde. — Com'era stato annunciato [1], nei giorni 27 e 28 settembre ha avuto luogo a Milano il convegno interprovinciale, cui ha partecipato una larga schiera di ingegneri e di tecnici.

Sono state presentate 21 memorie e relazioni, raggruppate in 4 sezioni, a seconda dell'argomento.

A proposito dell'« alta qualità nella radiodiffusione e nella radioricezione » hanno portato contributi Banfi, Bernetti, Cocci, Federici, Filipponi, Floriani, Gnesutta, Lecchi, Marietti, Monti Guarnieri, Pinciroli, Sella. Di « disturbi alle radioricezioni e protezioni relative » si sono occupati Corradini, Di Roberto, Gabardini. Circa « la televisione e lo stato attuale dell'industria relativa in Italia » hanno riferito Banfi, Barletta, Castellani. E Gnesutta ha trattato di « normalizzazione e collaudo delle parti componenti i radioricevitori ».

Tutte le memorie e relazioni verranno raccolte e pubblicate in un volume di rendiconti del convegno. *Re.*

*

Corso di Perfezionamento per Ingegneri Elettricisti (Sezione Radiotecnica). — Il R. Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni alla Sezione Radiotecnica del Corso, diretta dal prof. Lori. Essa comprende i seguenti insegnamenti:

---

[1] A. F., 1935, IV, p. 502.

a) *Corsi generali*:

Principi scientifici di radiotecnica (prof. F. Lori) - 1 ora settimanale.

Radiotecnica generale (prof. F. Vecchiacchi) - 3 ore settimanali.

Misure radiotecniche (prof. F. Vecchiacchi) - 1 ora settimanale.

Il corso di radiotecnica verrà integrato da una esercitazione pratica per settimana.

b) *Corsi monografici*:

Principi di elettroacustica (prof. A. Amerio).

Onde ultracorte e microonde (prof. N. Carrara).

Radiotrasmettitori (prof. M. Boella).

Radiodiffusioni (ing. R. Chiodelli, S. Fernetti, A. Banfi).

Televisione (dott. C. Pistoia).

Ricevitori radiofonici (ing. G. Cocci).

Filtri e linee (ing. R. Sartori).

Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio 1936 e termineranno il 30 giugno 1936. Gli esami seguiranno durante le sessioni ordinarie dell'Istituto d'Ingegneria e consisteranno in un'unica prova vertente sul gruppo delle materie d'insegnamento.

Al corso potranno essere ammessi i laureati in ingegneria che ne facciano domanda, allegando i documenti richiesti, entro il 31 dicembre 1935.

La Direzione si riserva, in casi speciali, di accogliere altre domande presentate successivamente.

Gli ammessi dovranno pagare: tassa d'iscrizione L. 500; soprattassa d'esame L. 50; contributo per le opere sportive e assistenziali L. 25; premio di assicurazione contro gli infortuni L. 15. Coloro che supereranno l'esame finale del corso, per ritirare il diploma di perfezionamento, dovranno pagare la tassa di L. 200. Sarà concesso un premio di L. 500 agli allievi che avranno superato con buon esito l'esame finale.

È aperto il concorso per due posti di allievo interno. Gli allievi dovranno iscriversi al corso e frequentare il laboratorio con orario normale (dalle 9 alle 12 e dalle 14 alle 18, tutti i giorni feriali) dal 10 gennaio a tutto il 31 dicembre 1936, esclusi i mesi di agosto e settembre. Essi dovranno — dopo un periodo di tirocinio — partecipare all'attività normale del laboratorio e dedicarsi, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale, sul quale dovranno fare un'ampia relazione. Agli allievi interni sarà corrisposto un assegno di L. 6000 suddiviso in 12 mensilità posticipate.

Coloro che desiderano concorrere ai due posti di interno della Sezione dovranno presentare domanda entro il 31 dicembre 1935 allegando i titoli, atti a comprovare la loro preparazione. La scelta fra gli aspiranti sarà fatta dalla Direzione del Politecnico in base ai titoli di studio presentati e con preferenza, a suo insindacabile giudizio, a parità di titoli, per gli ingegneri laureati presso il Politecnico di Milano (Sezione Elettricisti).

Per l'iscrizione e per ulteriori chiarimenti rivolgersi alla segreteria del R. Politecnico. *Re.*



Concorso a borse di studio indetto dal C.N.R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni, alla scopo di incoraggiare gli studiosi della radio e di favorire lo sviluppo della cultura scientifica e tecnica e le ricerche nel campo delle radiocomunicazioni, ha determinato quanto segue.

Coi fondi messi a disposizione dall'industria nazionale in esito all'interessamento del Comitato (Ufficio Marconi L. 3000; E.I.A.R. L. 3000; Compagnia Generale di Elettricità L. 3000; Società Magneti Marelli L. 3000; Società Allocchio Bacchini e C. L. 3000; Società Nazionale delle Officine di Savigliano L. 2000; Società Zenit L. 2000) e con i fondi che il Consiglio Nazionale delle Ricerche destina allo scopo, vengono costitujte e messe a concorso le borse di studio sottoindicate:

a) 4 borse di studio, ciascuna di L. 5000;

b) 4 borse di studio, di cui due di L. 3000 e due di L. 2000 ciascuna.

Il concorso è per titoli e vi possono partecipare tutti i cittadini italiani.

Le istanze di ammissione al concorso, redatte in carta bollata da L. 6, devono pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma, via del Seminario, 76, non oltre il 20 dicembre 1935-XIV, corredate dai seguenti certificati debitamente legalizzati.

1) Certificato su carta da bollo da L. 4, comprovante l'iscrizione dell'aspirante ai Fasci di Combattimento, nonchè la data della iscrizione, da rilasciarsi dal Segretario Federale della provincia in cui il concorrente è domiciliato. Per gli italiani non regnicoli è richiesta la iscrizione ai Fasci all'estero.

Qualora l'aspirante appartenga ai Fasci di Combattimento da data anteriore al 28 ottobre 1922, dovrà dimostrarlo con il certificato da rilasciarsi personalmente dal Segretario della Federazione dei Fasci di Combattimento presso la quale è iscritto. Detto certificato deve contenere, oltre alla indicazione della data dell'effettiva iscrizione ai Fasci di Combattimento, l'attestazione che l'iscrizione stessa continua ed è stata ininterrotta, e deve essere vistato dal Segretario, o dal Segretario amministrativo, ovvero da uno dei due Vice Segretari del P. N. F.

Per gli italiani non regnicoli il certificato deve essere firmato personalmente dal Segretario del Fascio all'estero, in cui l'interessato risiede, ovvero dal Segretario Generale dei Fasci all'estero e vistato, per ratifica, dal Segretario o da uno dei due Vice Segretari del P. N. F.

2) Estratto dell'atto di nascita, su carta da bollo da L. 8, dal quale risulti che l'aspirante ha compiuto, all'atto del presente avviso, l'età di 18 anni e non superato quella di 30.

Il limite massimo di età è elevato a 35 anni per coloro che hanno prestato servizio militare, in qualità di ex-combattenti du-

rante la guerra 1915-18; a 39 anni, per i mutilati ed invalidi di guerra o per la causa fascista e per gli ex-combattenti decorati al valore militare; ed è inoltre aumentato di 4 anni per gli iscritti ai Fasci di Combattimento, senza interruzione, da data anteriore al 28 ottobre 1922. Quest'ultimo beneficio è cumulabile con quelli precedentemente indicati.

3) Certificato su carta da bollo da L. 4 dal quale risulti che l'aspirante è cittadino italiano e gode dei diritti politici.

4) Foglio di congedo illimitato ovvero certificato di esito di leva o di iscrizione nelle liste di leva. Coloro che abbiano prestato servizio militare durante la guerra 1915-18 presenteranno copia dello stato di servizio o del foglio matricolare, annotata delle benemerenze di guerra, e la prescritta dichiarazione integrativa.

5) Certificato di studio con la specifica indicazione delle votazioni riportate anche in ciascuna materia di profitto, nonchè curriculum degli studi compiuti ed eventualmente altri titoli, pubblicazioni e documenti debitamente elencati, atti a provare la preparazione culturale del concorrente.

Non possono prendere parte al concorso coloro che hanno beneficiato di precedente assegnazione di borsa di studio da parte del Comitato.

Nella domanda l'aspirante deve indicare le sue complete generalità, il domicilio ed il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato e specificare a quali borse concorre, obbligandosi a sottostare alle condizioni stabilite nel presente avviso di concorso.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *a*) devono essere laureati in ingegneria od in fisica, od in fisica-matematica. Essi, in caso di assegnazione della borsa, assumono l'obbligo di frequentare la Scuola Post-Universitaria di Bologna per conseguirvi il diploma di specializzazione in radiocomunicazioni.

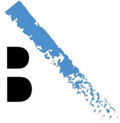
L'ammontare della borsa verrà pagato in cinque rate eguali, di cui tre nel primo anno e due nel secondo anno del corso, su richiesta ed attestazione di frequenza e profitto rilasciata dal Direttore della Scuola.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *b*) dovranno dimostrare coi documenti di cui al n. 5 di essere idoneamente preparati a seguire, durante l'anno scolastico 1935-36, un corso di studi o di esperienze in radiotecnica presso qualche istituto superiore o laboratorio specializzato.

È in facoltà della Presidenza del Comitato di commutare tutte o qualcuna delle borse di cui alla lettera *b*) in premi da assegnare a titolo di incoraggiamento per speciali studi od esperienze riconosciute degne di particolare considerazione.

L'ammontare delle borse di cui alla lettera *b*) sarà pagato nel numero di rate mensili posticipate e con le modalità che verranno stabilite dalla Presidenza del Comitato.

L'assegnazione della borsa è incompatibile con qualsiasi altra assegnazione che abbia in tutto od in parte il medesimo scopo; l'aspirante dovrà dichiarare, nella domanda, di non trovarsi in tale condizione di incompatibilità.



Il pagamento della borsa è sospeso, a giudizio della Presidenza, all'assegnatario che, senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni o qualsiasi danno dei titoli, pubblicazioni e documenti inviati.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione da essa nominata.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione dell'avviso di concorso o si riconoscesse la necessità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza anzidetta. *Rc.*

Vol. IV - N. 5 Ottobre 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On examine les propriétés de la modulation de plaque dans les transmetteurs radiotéléphoniques et on compare les deux systèmes avec tubes en parallèle ou en série. On en déduit des criteria pour le choix et la mise au point des tubes modulateurs dans le système. en série.

On expose la théorie de la propagation des ondes acoustiques dont l'amplitude n'est pas négligeable en comparaison de la longueur d'onde. On calcule la vitesse de propagation, les distorsions dans le son, la pression de radiation. On démontre l'existence d'une discontinuité dans la propagation et l'on établit les formules pour la calculer numériquement. La question des ondes stationnaires est résolue par une méthode approchée; enfin on examine, sans le résoudre, le problème d'une étude rigoureuse de la propagation dans un milieu avec viscosité et conductibilité thermique.

Les questions se referant au toucher du pianiste, c'est-à-dire à la possibilité d'obtenir des sons de timbres divers, mais de même intensité, sont examinées du point de vue purement expérimental. On présente et on analyse plusieurs oscillogrammes soit de la pression exercée par le marteau, relevée au moyen d'un dispositif à quartz piézoélectrique, soit des vibrations de la corde, relevées au moyen d'un dispositif électromagnétique.

Contrairement aux résultats théoriques admis jusqu'ici, on constate des différences objectives de timbre, correspondant à des différences de touche et on signale les oscillations élastiques du marteau comme une des causes les plus probables de ces différences. Telles différences sont, objectivement, petites: mais le mécanisme physiologique de la réception les rend subjectivement remarquables pour l'auditeur.

SOMMAIRE

La sensibilité du sens humain du toucher aux vibrations varie avec la fréquence; plusieurs expérimentateurs ont déterminé le seuil de la sensation aux diverses fréquences, mais les résultats obtenus ne coïncident pas parfaitement. On donne les résultats de nouvelles déterminations du seuil de la sensation et on établit pour quatre autres niveaux l'équivalences entre vibrations de fréquences différentes, de 15 à 500 Hz, par comparaison avec une vibration normale de 200 Hz, dont l'amplitude est de 12,5, 25, 37,5, 50 decibels au dessus de celle du seuil. Les courbes de niveau ainsi tracées présentent une intéressante analogie avec celles obtenues pour le son par Kingsbury, et l'on peut supposer aussi l'existence d'un seuil de la douleur.

Vol. IV - N. 5 Ottobre 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

determinations of the threshold are described, and the equivalence between vibrations of various frequencies is established for four other levels. The field explored lies between 15 and 500 Hz, and the equivalence has been established by comparison with a standard vibration of 200 Hz, whose amplitude was 12,5, 25, 37,5, 50 decibels above the threshold value. The curves of level so obtained present an interesting analogy with those established by Kingsbury for the sound; the existence of feeling threshold is also probable.

Vol. IV - N. 5 Ottobre 1935-XIII

ALTA FREQUENZA

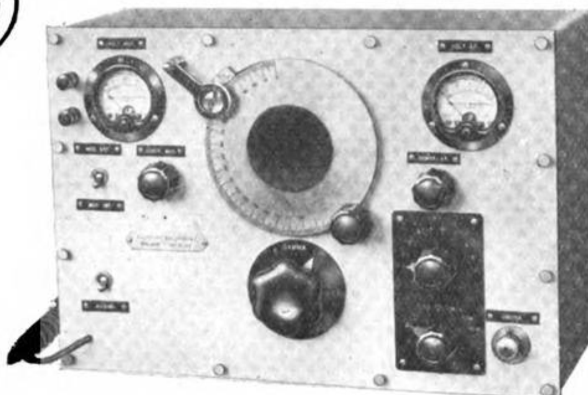
INHALT

Ing. R. San Nicolò, *Direttore responsabile*
Industrie Grafiche Italiane Stucchi - Via Marcona, 50 - Milano - 1935-XIII

GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE

MOD. 1684





ALIMENTAZIONE COMPLETAMENTE IN C. A. STABILIZZATA

GAMMA DA **25** MHz. A **65** kHz. **OC - OM - OL**

SENZA BOBINE INTERCAMBIABILI ESTERNE

MODULAZIONE INTERNA A 400 ∿ CON PERCENTUALE DI MODULAZIONE FINO AL 100 %

MODULAZIONE ESTERNA

ATTENUATORE CHE PERMETTE DI FORNIRE FORZE ELETTROMOTRICI DA 0÷0,15 V.

ALLOCCHIO, BACCHINI & C.

INGEGNERI COSTRUTTORI

CORSO SEMPIONE, 93 - **MILANO** - TELEF. 90-088 - 92-480

PUBBLICAZIONI DELL'A. E. I.

L'ELETTROTECNICA – Periodico bimensile.

Giornale ed Atti dell'A. E. I. (si pubblica il **10** e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate . . . . cad.	L.	100,—
Abbonamento: per il Regno	»	100,—
» per l'Estero	»	150,—
Un numero separato: per il Regno	»	5,—
» » per l'Estero	»	7,—

ALTA FREQUENZA – Periodico bimestrale.

Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
per i Soci AEI *e* SIF	»	20,—
Annate 1933-34, abbonamento 1935 . . . . cad.	»	40,—
per i Soci AEI *e* SIF	»	30,—
Un numero separato	»	10,—

NORME.

Norme **Lampade Elettriche** . . . . Prezzo	L.	3,—
per i Soci . .	»	2,—

Norme **Olii Isolanti** – **Trasformatori di Misure** – **Impianti nei teatri** – **Protezione Radioaudizioni** – **Interruttori in olio** – **Conduttori in gomma** – **Contatori** – **Isolatori in vetro** – **Conduttori in rame** – **Macchine Elettriche per Trazione** – **Motori Primi Idraulici** – **Isolatori di Porcellana** – **Impianti Elettromedicali** – **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto** – **Cavi in carta impregnata.**

Prezzo di ciascun fascicolo . .	L.	4,50
per i Soci . . .	»	3,—
Norme **Impianti Elettrici**	»	6,—
per i Soci . . .	»	4,—

Norme **Macchine Elettriche** – **Impianti di Bordo.**

Prezzo di ciascun fascicolo . .	L.	9,—
per i Soci . . .	»	6,—
Raccolta completa Norme esistenti al 1° gennaio 1935	»	60,—
per i Soci	»	50,—

DESCRIZIONE IMPIANTI ELETTRICI. – Fascicoli pubblicati:

1° **Impianto di Crego** della Soc. Imprese Elettriche Conti.
2° **Impianti del Tanagro e Aventino** della Soc. Forze Idroelettriche Meridionali.
3° **Impianti Piave-Santa Croce** del Gruppo Soc. Adriatica d'Elettricità (*esaurito*).
4° **Impianti sul fiume Lys** della S. I. P. Breda.
5° **Impianto del Temù in Valle Camonica** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello (*esaurito*).
6° **Impianto di Iselle** della Soc. Italiana Imprese Elettriche Dinamo (*esaurito*).
7° **Impianto di Valdo** della Soc. Imprese Elettriche Conti (*esaurito*).
8° **Impianti Idroelettrici di Val Cenischia** della Soc. Forze Idrauliche del Moncenisio (*esaurito*).
9° **Impianto del Matese** della Soc. Meridionale di Elettricità (*esaurito*).
10° **Impianto di Gallicano** della Soc. Ligure Toscana di Elettricità.
11° **Impianto del Tirso** della Soc. Elettrica Sarda.
12° **La nuova Centrale termoelettrica « Maurizio Capuano »** della Soc. Meridionale di Elettricità.
13° **La nuova Centrale termoelettrica di Livorno** della Soc. Elettrica Ligure Toscana.
14° **Impianto di Covalou nella valle del Marmore** del Gruppo S. I. P.
15° **Impianto di Sonico** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello.
16° **Impianto di Venezia-Marghera** della Soc. Adriatica di Elettricità.
18° **Impianto sui Fiumi Nera e Velino** della Terni.
19° **Sottostazione « Alessandro Volta »** di Cislago.
20° **Impianto dell'Isorno.**
21° **Impianto Idroelettrico Automatico 3° Salto Neto.**
22° **Impianto Piave-Ansiei e la Centrale di Pelos.**

Prezzo per ogni fascicolo	L.	7,50
per i soci	»	4,—
Prezzo del fascicolo 18°	L.	10,—
per i soci . . .	»	6,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**

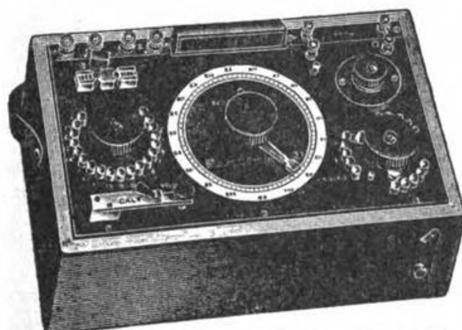
Via San Paolo, 10 - MILANO (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo posta giro al N. 3/1189 su Milano

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e CASSETTE DI RESISTENZA
D'ALTA PRECISIONE
NON INDUTTIVE
per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ
e INDUTTANZE
CAMPIONE
d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con copple termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 ---- **MILANO** ---- *Piazza Trento, 8*

Vol. IV - N. 6 (PUBBLICAZIONE BIME TRALE) Dicembre 1935 - X'V

ALTA FREQUENZA

RIVISTA Lı

RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCI ›

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



ASSOCIAZIONE ELETTROTE NICA ITALIANA

MILANO (2/2) - Via San I ıolo, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. IV Dicembre 1935 - XIV N. 6

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10.

ABBONAMENTO ANNUO L. 40 — ANNATE ARRETRATE (FINCHÈ DISPONIBILI)
UN NUMERO SEPARATO » 10 — I (1932) L. 30; II (1933) L. 40; III (1934) L. 40

SOMMARIO

Vol. IV Dicembre 1935 - XIV N. 6

ALTA FREQUENZA

Misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori.

In seguito ad un articolo pubblicato qualche tempo fa sulle resistenze negative e sulla loro misura (1), si ebbe, attraverso la nostra rivista, un interessante scambio di idee sull'argomento (2). Risultò, in quella occasione, come fossero ancora vaghi taluni elementi di giudizio, ed apparvero di conseguenza desiderabili nuove ricerche sperimentali: intese ad accertare quale sia l'approssimazione ottenibile nella misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori mediante resistenze negative, e quali siano i limiti di applicabilità di questo metodo, nel campo delle più alte frequenze oggi usate nella tecnica delle radiocomunicazioni.

Mentre un nuovo contributo allo studio di tale argomento è portato dal collega Boella, con la descrizione di un metodo assoluto per la misura della resistenza equivalente, il lavoro dell'ing. Ferrario, che pubblichiamo anch'esso in questo fascicolo, risponde per l'appunto ai quesiti sopra enunciati. Il modo decisivo per recare nuovi argomenti su questioni tecniche, che siano state oggetto di discussione, è quello di presentare i risultati di ricerche ben concepite ed accuratamente compiute.

L'ing. Ferrario ha esaminato punto per punto, ordinatamente, il metodo per la misura delle resistenze equivalenti mediante tetrodi a resistenza negativa, tenendo sempre sotto osservazione i due elementi caratteristici di ogni metodo di misura, la sensibilità e la precisione. Degna di rilievo è l'entità degli errori manifestatisi per le alte frequenze, e interessante l'interpretazione che ne è stata data, come indirizzo per ulteriori indagini intese a perfezionare il procedimento.

D'altra parte, è stato prezioso elemento di confronto in questa ricerca il metodo assoluto elaborato dal prof. Boella, che utilizza a scopo di misura una proprietà nota dei circuiti oscillatori, con ottimi risultati sia per la sensibilità e per la precisione, sia anche per la praticità di impiego, grazie a taluni accorgimenti nel disegno e nell'attuazione dello schema.

E ci piace rilevare come questi due lavori forniscano un

---

(1) A. F., 1934, III, p. 5.
(2) A. F., 1934, III, p. 196, 474 e 728.

esempio pratico di coordinamento ad un medesimo scopo delle ricerche di uno stesso laboratorio, ciò che fornisce mezzi di notevole efficacia e ottime garanzie di successo nell'attività scientifica.

Forza cimomotrice.

Già da alcuni anni, per opera del generale Sacco, sono state formulate proposte per una migliore precisazione dei dati relativi alla radiazione ed alla propagazione dell'energia, che occorrono nello studio della radiotecnica. Applicate da tempo nei servizi del R. Esercito, tali proposte non hanno avuto finora molto seguito e sono rimaste poco note. Riteniamo perciò che riuscirà interessante per molti lettori prendere conoscenza dello scritto che pubblichiamo, in cui il generale Sacco e l'ing. Tiberio presentano ed illustrano il concetto di forza cimomotrice (o, come essi anche dicono, potenziale di radiazione o forza radiomotrice) e quello di distanza virtuale.

Non sembra dubbio, che il criterio informatore di tali proposte soddisfi ad esigenze non solo di maggiore chiarezza, ma anche di più completa razionalità e di più severo rigore scientifico nella trattazione dei nostri problemi. Disgraziatamente la incertezza e quindi l'approssimazione piuttosto grossolana, con cui si può parlare di « portata » di un radiotrasmettitore, fanno apparire meno importante precisare con cura alcuni degli elementi da cui essa dipende, perchè altri elementi di efficacia decisiva sfuggono alla nostra valutazione. Ma presenta pur sempre notevole interesse chiarire e affinare le nostre idee e precisare i nostri metodi, là dove ciò è possibile. E quanto più si allargheranno col tempo le nostre cognizioni circa i complicati e variabili fenomeni fisici, che accompagnano il propagarsi delle onde elettromagnetiche intorno al globo, tanto più è probabile che queste precisazioni si dimostreranno utili e meritevoli di essere adottate ed opportunamente estese alla tecnica ognor più diffusa delle onde corte ed ultracorte.

Didattica dei circuiti a triodo.

In un'epoca, in cui sempre più si afferma, per necessità, la tendenza a « razionalizzare » ogni forma di lavoro, risultano accresciuti anche i doveri dei tecnici e degli studiosi, per ciò che si riferisce alla preparazione ed alla istruzione dei giovani.

Affinchè un insegnamento raggiunga con la maggiore efficacia i suoi scopi, è necessario ch'esso presenti spiccati caratteri di ordine e di chiarezza. Per non affaticare più del necessario il discente, e per non costringerlo ad affidarsi meno al raziocinio che alla memoria, occorre altresì, che l'esposizione presenti quanto più è possibile caratteri di spontaneità e di uniformità. Anche nei

riguardi del lavoro mentale debbono cioè, per continuare nel paragone con la così detta « razionalizzazione del lavoro », esser disciplinati i « movimenti » ed eliminati tutti quegli « sforzi » inutili, che diminuiscono la quantità e danneggiano la qualità della effettiva prestazione, che un dato soggetto può compiere.

Sotto questo aspetto si presenta utile ed interessante il tentativo compiuto dal collega Ruelle, di compilare una traccia di trattazione uniforme per lo studio del comportamento del triodo o, più propriamente, dei sistemi elettrici, di cui il triodo è parte essenziale.

Chiunque abbia dovuto occuparsi, anche in epoche non lontane, come insegnante o come studente, delle esteriori proprietà dei tubi termoionici e della loro utilizzazione per scopi radiotecnici, ricorderà senza simpatia il differente modo di impostare il problema a seconda che si trattasse di studiarne la funzione come amplificatori, o come generatori, o come rivelatori. E ciò, senza parlare di tutti i casi e sottocasi non classificati; ed anche del differente carattere arbitrariamente attribuito ai differenti capitoli di una medesima trattazione, per cui ad alcuni di essi, appena qualitativi, altri ne succedono sproporzionatamente approfonditi fino allo studio di particolarità tecnologiche.

La difficoltà di tentativi di questo genere è tutt'altro che lieve e lavori siffatti sono esposti a rischi di inesattezze e di mende, senza confronto più gravi, che le relazioni su particolari ricerche originali, ma è pur certo che un graduale riordinamento delle trattazioni elementari in materia di radiotecnica, per scopi didattici, è molto desiderabile. Auguriamo perciò che all'articolo, volutamente incompleto, che oggi compare, altri ne seguano, altrettanto sostanziosi e sintetici e minutamente e pazientemente elaborati.

Modelli termoionici per gli studi sulle microonde.

La letteratura tecnica si arricchisce ogni giorno di nuovi contributi in materia di microonde ed in particolare in materia di tubi elettronici adatti a produrle. Ciò avviene in parte per il grande interesse tecnico dell'argomento ed in parte per il fatto, che la grande varietà e la complicazione dei fenomeni, che entrano in gioco nel meccanismo oscillatorio, autorizzano a formulare le ipotesi più svariate. L'accumularsi di tante trattazioni, di cui molte si presentano di difficile lettura e di faticosa comprensione a causa dei lunghi e complicati sviluppi matematici, ha dato luogo ad un insieme non poco confuso ed incerto; e si rendono perciò desiderabili e pregevoli i tentativi diretti a costituire schemi per quanto possibile semplici, i quali, pur non rispon-

dendo esattamente alla realtà, abbiano tuttavia il pregio di farci « vedere » per via d'intuizione i fatti essenziali.

A questo genere di tentativi appartiene il lavoro dell'ing. Tiberio, il quale ammette che nei generatori di microonde, sia del tipo di Barkhausen e Kurz, sia del tipo a magnetron, possa individuarsi uno schema, costituito da un getto di elettroni avente ritardo costante, deviato alternativamente fra due elettrodi distinti, per effetto della tensione oscillante che fra essi agisce. Per analizzare tale ipotesi, viene qui seguito un metodo che potrebbe dirsi l'opposto di quello ordinario: invece di esaminare modelli semplici nella struttura e complicati nel funzionamento, si immagina e si sottopone al calcolo un modello relativamente complicato nella struttura e semplice nel funzionamento. In questo modello, che ricorda nell'insieme l'oscillografo, il principio della deviazione è applicato razionalmente, affidando ad organi separati la produzione del getto di elettroni, il comando di esso e la utilizzazione degli impulsi alternativi. Si arriva per questa via a formole semplici, attraverso le quali il comparire della resistenza negativa in relazione al ritorno elettronico si vede in modo chiaro, anche perchè si fa ricorso a termini e concetti cui siamo già abituati dalla radiotecnica « classica » delle onde lunghe.

Il modello esaminato ha altresì il pregio di indicare una via di indagine sperimentale, che si presenta assai ardua, ma promette risultati di eccezionale interesse sia per quanto riguarda il rendimento, che secondo la teoria dovrebbe avvicinarsi al 60 %, sia per quanto riguarda la potenza da mettere in giuoco, che dovrebbe arrivare alle centinaia di watt. Esprimiamo l'augurio che sia l'autore stesso, superate le difficoltà sperimentali di cui rende conto nella sua nota, a raggiungere con successo quegli interessanti ed attraenti risultati.

Il lavoro redazionale ed il compito dei collaboratori.

Lo scritto del collega Lombardi, che i lettori trovano nel presente fascicolo, non è una nota teorica, nè una relazione di ricerche sperimentali, nè un lavoro monografico. Non può quindi essere compreso fra i consueti contributi; e neppure riesce facile di definirlo e di metterne in rilievo i punti essenziali.

Vorremmo dire tuttavia, che esso riassume ed esemplifica le norme, a cui si è informato in questi quattro anni, essenzialmente per opera del Lombardi, il lavoro redazionale di « Alta Frequenza ». L'applicazione costante, minuta, paziente di quelle norme, assecondata dal buon volere della tipografia, che per quattro anni ha composto e stampato il periodico, ha permesso di raggiungere un grado di perfezione, di cui possiamo parlare con un pochino di orgoglio.

È probabile, se pure non c'illudiamo, che la grande maggioranza dei lettori abbia pur dovuto rilevare questo o quell'aspetto dell'accuratezza e della precisione dei nostri volumi, che crediamo non superate e forse difficilmente eguagliate da altre pubblicazioni italiane e straniere. Ma è altrettanto probabile, che pochissimi abbiano notato fino a qual segno si sia spinto e fino a quali minuzie si sia rivolto quel desiderio di perfezione, e tanto meno si siano resi conto dello sforzo e della somma di lavoro e di tempo a ciò necessari.

Ora siamo arrivati al punto, in cui non è più possibile continuare allo stesso modo, perchè ciò rappresenta un peso non più sostenibile coi nostri mezzi e minaccia di accumulare ritardi sempre più gravi e dannosi all'autorità e alla diffusione della rivista. Senza contare che ciò costituirebbe un ostacolo insormontabile alla nostra decisione, ormai presa, di rendere il periodico più frequente oltre che, ad ogni costo, anche puntuale.

In questo senso lo scritto del Lombardi può rappresentare il canto del cigno della prima « Alta Frequenza ». Ma speriamo che la seconda, quale s'inizia col 1936, non ci procuri la mortificazione e l'amarezza di apparire nettamente inferiore, sia pure nelle piccole cose, che poi non sono in realtà piccole, rispetto alla prima.

D'ora innanzi si farà ancora tutto il possibile, perchè il periodico sia corretto ed accurato, ma si darà la precedenza all'impegno della puntualità e all'esigenza di non superare limiti ragionevoli nella somma di tempo e di lavoro, dedicata all'opera redazionale.

La perfezione della rivista sarà perciò affidata, oltre che alle cure ed allo zelo della casa editrice, che col nuovo anno ne assume la pubblicazione, anche e sopra tutto all'attenzione, allo spirito critico, alla sensibilità dei collaboratori. Si potrà dire, e non soltanto per la parte sostanziale, che gli studiosi e i tecnici italiani, operanti nel campo delle alte frequenze, avranno il periodico, che si saranno meritato. Infatti, non solo il contenuto intrinseco di una rivista come « Alta Frequenza », ma anche il modo, nel senso più largo e completo della parola, in cui il contenuto stesso è presentato, sono le prove più concrete e sicure del livello scientifico e tecnico di una nazione.

Raccomandiamo con profondo e sincero calore ai collaboratori tutti di portare piena attenzione su quanto loro chiediamo, di apprendere cioè a tener presenti e ad applicare con sicurezza tutte le norme, che si è cercato di formulare e che non mancheremo, valendoci anche dei loro suggerimenti, di perfezionare e di affinare in avvenire. Considerino tutto ciò, come almeno altrettanto importante quanto la vera e propria operosità scientifica e tecnica, che non può esser messa in valore, se non attraverso



pubblicazioni veramente buone. Non si adombrino se qualche volta proporremo ritocchi o modifiche ai contributi che ci offriranno; e sopra tutto, quando per avventura restituissimo qualche originale con la richiesta di chiarimenti o di integrazioni, non considerino la partita come chiusa, scoraggiandosi e rinunziando a prender nuovamente in esame ciò che invece con poca fatica potrebbero perfezionare: accade talvolta, che una momentanea mancanza di energia o un malinteso amor proprio facciano così sacrificare lavori che sarebbero di pregio, o tronchino sul nascere collaborazioni che potrebbero divenire efficaci. Condividano i nostri collaboratori la tenace passione, che ci ha sostenuti finora nel compiere un lavoro spesso ingrato, sempre faticoso ed oscuro. Essa si ispira al fermo convincimento, che v'è ancora e sopra tutto bisogno di un'assidua scuola di scrupolo, di minuzia, di pazienza, di ordine, di cura dei particolari, e che queste doti devono essere riconosciute indispensabili ed insostituibili, se si vuole che l'ingegno ed il sapere diano tutti i loro frutti.

LA REDAZIONE.

UN METODO ASSOLUTO PER LA MISURA DELLA RESISTENZA EQUIVALENTE DEI CIRCUITI OSCILLATORI

MARIO BOELLA

Richiamata la definizione di resistenza equivalente di un circuito oscillatorio, viene dimostrato come ne sia facilmente determinabile il valore, per mezzo della variazione di capacità necessaria per ridurre, a $1/\sqrt{2}$ del valore in risonanza, la tensione ai capi del circuito stesso, quando sia accoppiato induttivamente ad un generatore con frequenza costante. Sono quindi date indicazioni sul circuito di misura e sugli accorgimenti necessari per un impiego sicuro e corretto del metodo, e ne è infine messa in rilievo la possibilità di impiego per la misura assoluta di resistenze elevate con altissime frequenze.

1. - Generalità.

Si suol chiamare circuito oscillatorio a risonanza di tensione quello rappresentato dallo schema di fig. 1. Per esso si può definire come frequenza di risonanza quella per cui la reattanza induttiva e la reattanza capacitiva si eguagliano in valore assoluto, ossia

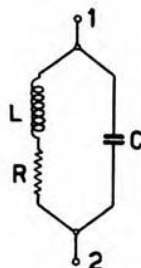


Fig. 1. — Circuito oscillatorio a risonanza di tensione.

$\omega L = 1/(\omega C)$. Se la reattanza ωL è grande rispetto alla resistenza R, si verifica con molta approssimazione che, per la frequenza di risonanza, l'impedenza risultante (fra i morsetti 1 e 2 della fig. 1) raggiunge il massimo del suo valore assoluto ed equivale ad una resistenza puramente ohmica, pari a:

$$R_e = R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right). \quad [1]$$

La resistenza R_e viene denominata resistenza dinamica o, con termine forse più opportuno, *resistenza equivalente* del circuito.

Più usualmente viene espressa la resistenza equivalente con le relazioni semplificate:

$$[2] \qquad \frac{\omega^2 L^2}{R} \quad \text{oppure} \quad \frac{L}{C\,R},$$

le quali risultano per lo più sufficientemente approssimate a quella esatta, dati i valori che assume usualmente il rapporto $\omega L/R$, chiamato, come è noto, *coefficiente di risonanza* del circuito.

La resistenza equivalente di un circuito oscillatorio a risonanza di tensione è un elemento di fondamentale importanza, la cui conoscenza permette di calcolare nel modo più celere il guadagno di un amplificatore a circuiti accordati. Essa è quindi preziosa nello studio degli apparati riceventi e trasmettenti e la sua misura assume notevole importanza tecnica.

Il metodo di misura mediante tubo a resistenza negativa (dinatron), proposto da H. Iinuma nel 1930 e successivamente perfezionato da varî sperimentatori (1), per le sue doti di praticità e speditezza di impiego è quello che ha sinora riscosso le maggiori simpatie, ed è anzi forse il solo praticamente adoperato.

A motivo tuttavia di seri dubbi sull'attendibilità delle misure eseguite con tale metodo, nel caso di frequenze superiori a 3000 kHz, a causa della non improbabile importanza di accoppiamenti retroattivi tra i varî elettrodi del dinatron, si è ritenuto utile cercare un metodo diverso per la misura della resistenza equivalente, eventualmente anche più complesso e delicato, ma tale da fornire dati più sicuramente attendibili.

Lo studio è stato iniziato con l'intento di ricavare il valore della resistenza equivalente da quello del coefficiente di risonanza, determinato a sua volta per mezzo della forma della curva di risonanza. Ma in seguito si è riscontrata la possibilità di ottenere direttamente il valore della resistenza equivalente, con procedimento assai più rapido e sicuro, variando la capacità del circuito, anzichè la frequenza del generatore al quale esso è induttivamente accoppiato. Il valore che si cerca è infatti senz'altro eguale alla reattanza, che corrisponde alla variazione di capacità da dare al condensatore per ridurre la tensione ai capi del circuito ad $1/\sqrt{2}$ del valore di risonanza.

2. - Teoria del metodo.

Consideriamo il circuito riportato nella fig. 2, nella quale E rappresenta la forza elettromotrice (alternativa sinoidale e in regime permanente) in esso indotta dal generatore a frequenza costante, accoppiato induttivamente e in modo assai lasco.

(1) H. Iinuma: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 737.
A. Pinciroli: A. F., 1934, III, p. 5.

La tensione V che si manifesta sul condensatore C è espressa dalla relazione:

[3] $$V = \frac{E}{\omega C \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Poichè E, R, ω, L sono costanti, la tensione V raggiunge il massimo valore, al variare di C, quando è minimo il denominatore del secondo membro, cioè quando:

$$\frac{d}{d\,C}\left[\omega^2 C^2 R^2 + (\omega^2 L\, C - 1)^2\right] = 0,$$

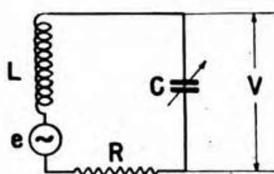


Fig. 2. — Schema di principio del circuito studiato.

ossia:

[4] $$\omega^2 R^2 C + (\omega^2 L\, C - 1)\,\omega^2 L = 0.$$

Se ne deduce il valore particolare C_0 della capacità per cui si ha il massimo di V:

[5] $$C_0 = \frac{L}{\omega^2 L^2 + R^2},$$

da cui:

[6] $$\omega^2 L\, C_0 = \frac{\omega^2 L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}, = \left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}\right)^{-1},$$

che si può sviluppare in serie secondo l'espressione:

[7] $$\omega^2 L\, C_0 = 1 - \frac{R^2}{\omega^2 L^2} + \frac{R^4}{\omega^4 L^4} - \ldots.$$

Questa espressione mostra bene la differenza tra il valore C_0 della capacità, per il quale è massima la V, e il valore di risonanza definito da $\omega^2 L\, C = 1$, per il quale è massima la intensità di corrente nel circuito.

Sostituendo nella [3] il valore di C_0 dato dalla [5] si ha il va-

lore massimo di V, che, elevato al quadrato, diventa:

[8] $$V_{max}^2 = \frac{E^2}{1 - \frac{\omega^2 L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}} .$$

Se ne deduce:

[9] $$\frac{V_{max}^2}{V^2} = \frac{\omega^2 C^2 R^2 + (\omega^2 L C - 1)^2}{1 - \frac{\omega^2 L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}} .$$

Se nella [9] si sostituisce a C l'espressione $C_0 + \Delta C$, in cui ΔC rappresenta appunto la variazione di capacità data al condensatore per passare da V_{max} a V, e se si tiene presente l'espressione di C_0 data dalla [5], si deduce con semplici passaggi:

[10] $$\frac{V_{max}^2}{V^2} = 1 + \frac{\omega^2 R^2 + \omega^4 L^2}{1 - \frac{\omega^2 L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}} \Delta C^2 .$$

Per $V_{max}^2 / V^2 = 2$ tale relazione diventa:

[11] $$1 - \frac{\omega^2 L^2}{\omega^2 L^2 + R^2} = (R^2 + \omega^2 L^2)\, \omega^2 \Delta C^2 ,$$

da cui, sviluppando e semplificando:

$$\frac{1}{\omega^2 \Delta C^2} = \frac{(R^2 + \omega^2 L^2)^2}{R^2} ,$$

e infine:

[12] $$\frac{1}{\omega \Delta C} = R \left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2} \right) .$$

Il secondo membro di questa relazione è appunto la resistenza equivalente del circuito, precedentemente definita. Il doppio segno non può essere riferito che a ΔC ed indica, che si può operare sia per aumento sia per diminuzione della capacità a partire dal valore C_0.

3. - Sensibilità e approssimazione del metodo.

È opportuno notare che la trattazione ora svolta è più rigorosa di quella analoga che serve a determinare il coefficiente di risonanza, poichè, una volta definita la resistenza equivalente secondo la [1], non si fa ricorso ad alcuna approssimazione, non occorre cioè formulare alcuna ipotesi restrittiva.

Un'ipotesi semplificativa si è invece fatta nella impostazione del problema, supponendo che tutta la resistenza sia nel ramo induttivo del circuito. Mentre da un lato tale supposizione agevola notevolmente lo sviluppo analitico, d'altra parte, dato che la resistenza del ramo capacitivo è, nei circuiti reali, generalmente assai più piccola di quella del ramo induttivo, si può con sicurezza prevedere che sia del tutto trascurabile l'errore che ne deriva, nella relazione cercata tra la variazione di capacità e la resistenza equivalente.

Si è supposto inoltre implicitamente che la resistenza del circuito sia indipendente dal valore della capacità C, nel piccolo intorno che interessa l'esecuzione della misura. Anche tale ipotesi è sicuramente, nella generalità dei casi, accettabile e d'altronde l'errore corrispondente risulta assai ridotto prendendo la media dei risultati, che si ottengono rispettivamente per una variazione in più ed una in meno della capacità. Tale ultimo procedimento è però principalmente consigliabile in considerazione della difficoltà con la quale si apprezza il punto di massimo della tensione.

Così operando, detta ε la sensibilità relativa nella misura della massima tensione V_{max} e supposto di usare un voltmetro elettronico a scala lineare (cioè con sensibilità assoluta costante), la sensibilità relativa del metodo di misura, quale si calcola dalla [10], nel caso più sfavorevole risulta:

$$2(1+\sqrt{2})\,\varepsilon,$$

ammesso naturalmente che sia di ordine superiore quella che si raggiunge nella misura di ΔC. Se, ad esempio, si adopera un voltmetro elettronico a diodo con scala divisa in 100 parti, considerando

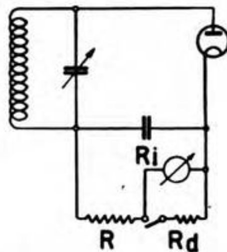


Fig. 3. — Variante per migliorare la sensibilità del metodo di misura: $R_d = R_i(\sqrt{2}-1)$, $R_i \ll R$.

di potere effettuare le letture con l'approssimazione di 0,5 divisioni della scala, si può avere una sensibilità relativa del 0,6 % nella misura di V_{max}, e quindi del 2,9 % nella misura della resistenza equivalente.

Una maggiore sensibilità può essere raggiunta se, anzichè con due diverse deviazioni che stiano tra loro nel rapporto da 1 a $1/\sqrt{2}$, si opera con deviazioni uguali del voltmetro, variandone la sensibilità nel rapporto da 1 a $\sqrt{2}$. Ciò può essere ottenuto deri-

vando sullo strumento (la cui resistenza interna R_i è molto piccola rispetto a R) una resistenza di valore opportuno (fig. 3): non però variando la resistenza R, poichè ne risulterebbe modificata la resistenza equivalente di entrata del voltmetro elettronico.

Occorre per lo più tener conto di questa resistenza di entrata del voltmetro, derivata sul circuito oscillatorio, e apportare la relativa correzione al risultato della misura; il valore di tale resistenza è essenzialmente funzione di R, ma dipende anche dalla tensione applicata al voltmetro e dal tipo di diodo adoperato; lo si può assumere però, generalmente, uguale ad $R/2$, quando si misurino tensioni non troppo piccole e il circuito del voltmetro sia convenientemente dimensionato. È quindi opportuno che la tensione massima ai capi del circuito oscillatorio sia non inferiore a circa trenta volt; che lo strumento sia molto sensibile, in modo da potere impiegare una resistenza R di valore elevato, dell'ordine di 10^7 ohm; che il diodo abbia un catodo abbastanza efficiente e un anodo di piccolo diametro, in modo da presentare bassa resistenza interna. Tali particolari sono anche favorevoli per avere una buona proporzionalità tra tensioni e deviazioni, requisito di notevole importanza pratica, perchè evita la necessità di un'accurata taratura del voltmetro.

4. - Disposizione pratica del circuito.

Lo schema generale del dispositivo di misura, secondo i concetti esposti, è quello rappresentato in fig. 4.

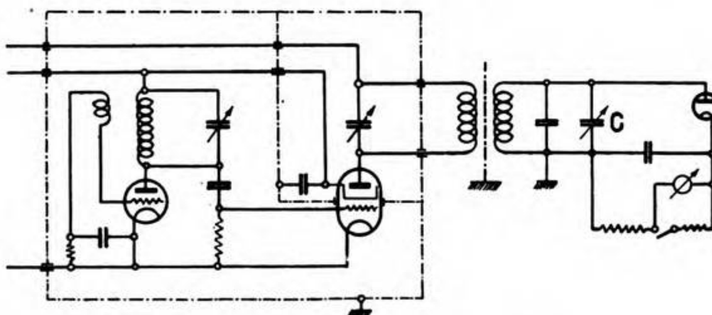


Fig. 4. — Schema del circuito di misura.

Requisito essenziale del generatore è un'ottima stabilità di frequenza; esso sarà perciò preferibilmente costituito da un piccolo triodo oscillatore e da un tetrodo, o pentodo, amplificatore con circuito anodico accordato; per misure accurate sarebbe tuttavia consigliabile un oscillatore stabilizzato mediante quarzo. L'accoppiamento tra il generatore e il circuito in prova deve essere sufficientemente lasco, perchè le variazioni di accordo di quest'ultimo non provochino variazioni sensibili della forza elettromotrice in esso indotta dal generatore; ciò può essere verificato osservando se ri-

mane costante la tensione ai capi del circuito oscillatorio anodico dell'amplificatore. Qualora questa variasse, se ne può tener conto, effettuando la misura non con deviazioni uguali del voltmetro, ma con deviazioni che stiano tra loro in rapporto come le corrispondenti tensioni ai capi del circuito oscillatorio dell'amplificatore; precisamente, le deviazioni dello strumento nelle due condizioni di circuito disaccordato (cioè per una variazione in più ed una in meno della capacità, dopo avere esclusa la resistenza R_d di fig. 3) dovranno essere leggermente maggiori di quella in sintonia, e generalmente anche dovranno essere diverse tra loro, essendo facile che, per non esatto accordo del circuito dell'amplificatore, non sia simmetrico l'effetto di reazione che esso risente dal circuito in prova accoppiato. Si ritiene però conveniente, che la correzione non debba essere superiore al 5 %.

Tale correzione avviene automaticamente con lo schema rappresentato in fig. 5, derivato dal precedente compensando la cor-

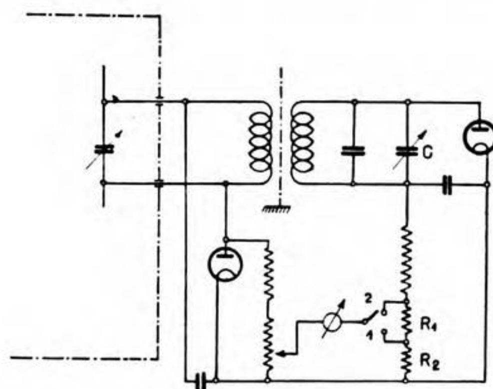


Fig. 5. — Modifica del circuito per misura mediante metodo di zero: $(R_1 + R_2)/R_2 = \sqrt{2}$.

rente agente sul galvanometro con quella ottenuta da un secondo dispositivo a diodo, derivato sul circuito oscillatorio dell'amplificatore. Il commutatore indicato nello schema deve essere nella posizione 1 quando il circuito è in accordo e nella posizione 2 quando esso è disaccordato; la resistenza a cursore serve a portare a zero il galvanometro nella prima fase della misura, quando si sia fatto l'accordo. Come tutti i metodi di zero, anche questo è suscettibile di notevole sensibilità; esso elimina inoltre la possibilità di errori per insufficiente costanza della forza elettromotrice indotta nel circuito in esame, a causa di variazioni delle tensioni di alimentazione dell'amplificatore.

È necessario evitare qualunque accoppiamento capacitivo tra il generatore e il circuito oscillatorio in prova, poichè ne derivereb-

bero errori non trascurabili nei risultati, se la reattanza della capacità di accoppiamento non è molto più grande della resistenza equivalente del circuito. Sarà quindi buona norma racchiudere entro uno schermo il generatore, ma principalmente si dovrà interporre uno schermo elettrostatico tra la bobina del circuito oscillatorio anodico dell'amplificatore e quella del circuito in prova; un tipo assai conveniente di schermo, poichè è molto efficace e d'altra parte riduce di pochissimo l'accoppiamento induttivo tra le bobine, si ottiene avvolgendo su una sottile lastra rettangolare, in cartone bachelizzato o in fibra, uno strato di filo di rame, del diametro di $0{,}3 \div 0{,}4$ mm e ricoperto con seta o smalto, e saldando lungo un lato su tutte le spire, dopo aver raschiato la copertura isolante, un filo di rame che verrà connesso a terra (fig. 6).

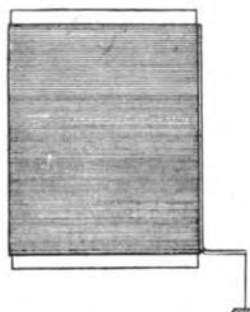


Fig. 6. — Schermo elettrostatico.

La variazione ΔC di capacità, che si deve effettuare per ridurre a $1/\sqrt{2}$ la tensione ai capi del circuito, è per lo più assai piccola, raramente superiore ad alcuni $\mu\mu$F e spesso dell'ordine di decimi o centesimi di $\mu\mu$F; sarà quindi in generale necessario predisporre in parallelo al circuito oscillatorio un condensatore variabile C (fig. 4), il quale permetta di effettuare tali piccole variazioni di capacità e di determinarne il valore con sufficiente approssimazione. Occorre naturalmente che questo condensatore presenti minime perdite e sia di piccole dimensioni, per alterare quanto meno è possibile la configurazione del circuito in prova, anche per frequenze altissime.

Può essere fonte di gravi errori, per frequenze molto alte, l'induttanza del condensatore C, e principalmente quella delle connessioni che lo uniscono al resto del circuito. Questa induttanza, poichè si opera a frequenza costante, equivale ad una capacità negativa posta in serie con C; essa esalta quindi l'effetto sul circuito delle variazioni della capacità C. Indicando con L' l'induttanza in questione, supposto di poterla considerare concentrata, un'effettiva variazione ΔC della capacità equivale, nei riguardi del circuito oscillatorio, ad una variazione apparente:

$$\text{[13]} \qquad \Delta C_e = \frac{1}{[1 - \omega^2 L' (C + \Delta C)]\,[1 - \omega^2 L' C]} \Delta C ,$$

di una capacità apparente C_e derivata sul circuito (2).

Di conseguenza, la resistenza equivalente risultante dalla misura è maggiore di quella effettiva del circuito oscillatorio, ed è precisamente il suo reale valore ai capi del condensatore C, quando si possa supporre, come generalmente avviene, che l'induttanza disturbatrice sia principalmente quella delle connessioni e che si possa trascurare quella propria del condensatore stesso.

Appare dalla [13] che, a parità di altre condizioni, l'errore è tanto minore quanto più piccola è la capacità C, e di ciò si deve tener conto quando si vuole lavorare su frequenze molto alte.

Nella fig. 7 è riportato il disegno di un condensatore micrometrico del tipo ad armature cilindriche, appositamente studiato per queste misure; esso ha una capacità minima di 19 $\mu\mu$F e dà una variazione di capacità di 10 $\mu\mu$F corrispondentemente ad una corsa di 20 mm del cilindro interno; la vite di comando ha un passo di

---

(2) La relazione [13] si ricava dalla relazione di equivalenza:

$$\frac{1}{\omega (C + \Delta C)} - \omega L' = \frac{1}{\omega (C_e + \Delta C_e)} ,$$

e da quella che se ne ottiene ponendo $\Delta C = 0$ e $\Delta C_e = 0$:

$$\frac{1}{\omega C} - \omega L' = \frac{1}{\omega C_e} .$$

Dalla seconda si ha:

$$C_e = C \frac{1}{1 - \omega^2 L' C} ,$$

e sostituendo nella prima:

$$\frac{1}{C + \Delta C} - \omega^2 L' = \frac{1}{\dfrac{C}{1 - \omega^2 L' C} + \Delta C_e} ;$$

da questa si ottiene:

$$\Delta C_e = \frac{1}{\dfrac{1}{C + \Delta C} - \omega^2 L'} - \frac{C}{1 - \omega^2 L' C} ,$$

da cui:

$$\Delta C_e = \frac{1 - \dfrac{C}{C + \Delta C}}{\left(\dfrac{1}{C + \Delta C} - \omega^2 L'\right) (1 - \omega^2 L' C)} =$$

$$= \frac{\dfrac{\Delta C}{C + \Delta C}}{\left(\dfrac{1}{C + \Delta C} - \omega^2 L'\right) (1 - \omega^2 L' C)}$$

dalla quale si ha immediatamente la [13].

1 mm, e ad ogni graduazione corrisponde una variazione di capacità di 0,005 $\mu\mu F$, essendo il tamburo diviso in 100 parti. Questo tipo di condensatore presenta il notevole vantaggio di dare variazioni di capacità proporzionali alle letture, e si ritiene che esso possa usarsi fino a frequenze di almeno $2 \cdot 10^7$ Hz; per frequenze

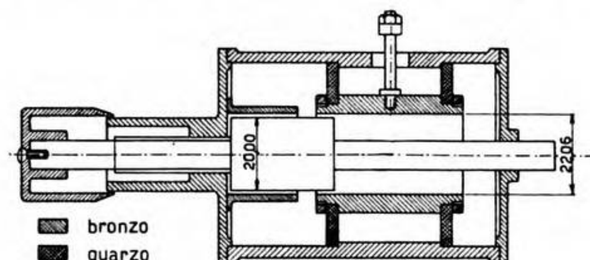


Fig. 7. — Condensatore micrometrico di misura.

superiori è forse preferibile ricorrere ad un condensatore a dischi paralleli, il quale permette di ottenere capacità minime sensibilmente minori.

5. - Conclusioni.

Il metodo esposto si presenta in definitiva abbastanza pratico e spedito, discretamente sensibile, e dà affidamento di buona attendibilità e sicurezza dei risultati anche per frequenze altissime, dato che le uniche due grandezze, una frequenza ed una *variazione* di capacità, in funzione delle quali la resistenza equivalente viene espressa, possono essere determinate con notevole accuratezza, e non sembra che vi possano essere altre serie cause di errori sistematici, oltre quelle già discusse. Sul voltmetro elettronico a diodo si può fare sicuro assegnamento fino a frequenze dell'ordine di $3 \cdot 10^7$ Hz e probabilmente anche oltre, e d'altra parte il pericolo più grave di errori, cioè l'induttanza delle connessioni tra il condensatore micrometrico di misura ed il circuito oscillatorio in prova, esiste analogamente anche per il metodo di misura mediante dinatron; con questo anzi sembra più grave, potendosi ridurre a più piccoli valori la capacità del condensatore micrometrico che non quella interelettrodica del dinatron.

Oltre alla determinazione della resistenza equivalente di circuiti oscillatori, un altro promettente campo di applicazione del metodo si ha nella possibilità di effettuare la misura assoluta di resistenze elevate con altissime frequenze, determinando di quanto varia la resistenza equivalente del circuito oscillatorio quando su esso si derivi la resistenza in esame; questo è anzi lo scopo principale per il quale questo metodo è stato sviluppato.

Livorno, agosto 1935-XIII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

MISURA DELLA RESISTENZA EQUIVALENTE DEI CIRCUITI OSCILLATORI

MARIO FERRARIO

Dopo alcune considerazioni generali sulla misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori mediante tetrodi a resistenza negativa, si espongono i risultati di una ricerca sperimentale, intrapresa allo scopo di determinare sensibilità e approssimazione del metodo, nei limiti di frequenze e di resistenze equivalenti di maggior interesse pratico. Per verificare quale sia il comportamento di questo sistema di misura per frequenze molto alte, si sono eseguite prove comparative con un metodo assoluto di misura della resistenza equivalente, per variazione di reattanza. Si è riscontrato con questo confronto che il metodo di misura mediante resistenza negativa dà risultati attendibili solo per frequenze inferiori ai 3000 kHz; oltre tale limite gli errori crescono rapidamente con la frequenza, e si è trovato oltre il 20 % di errore per una frequenza di 18.000 kHz con una resistenza equivalente di 20.000 Ω. Si dà quindi la interpretazione delle probabili cause di errore, e si accenna infine alla eventuale possibilità di ridurne gli effetti, usando particolari accorgimenti nella costruzione dei tetrodi.

1. - Generalità.

La resistenza equivalente di un circuito oscillatorio per radiofrequenza a risonanza di tensione è quel valore di resistenza pura

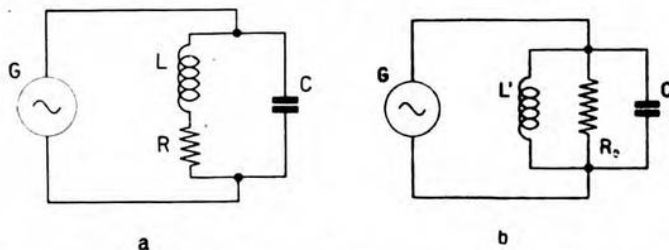


Fig. 1. — Schema di un circuito oscillatorio a risonanza di tensione (*a*) e del suo circuito equivalente (*b*).

G – Generatore.
L – Induttanza.
C – Capacità.
R – Resistenza.
L' – Induttanza equivalente.
C' – Capacità equivalente.
R_e – Resistenza equivalente.

che l'impedenza del circuito assume, quando esso è in risonanza con la tensione applicata ai suoi estremi. In tali condizioni la corrente

che il generatore fornisce è minima ed è in fase con la tensione applicata.

L'espressione della resistenza equivalente si deduce applicando il principio della equivalenza dei circuiti, passando dal circuito *a* di fig. 1, col quale si può rappresentare un circuito oscillatorio, al circuito *b*; tale espressione risulta [1]:

$$R_e = R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right) \cong \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{L}{R\,C}.$$

Nel termine R si conglobano la resistenza ad alta frequenza della bobina di induttanza e l'effetto sia delle perdite dielettriche di essa, sia delle perdite dielettriche del condensatore.

Per la misura della resistenza equivalente di un circuito oscillatorio sono stati proposti varî metodi [2], i quali utilizzano il tratto di caratteristica discendente presentato, per effetto della emissione secondaria, dalle curve $I_a = f(V_a)$ dei tetrodi, nella regione del potenziale di griglia schermo V_{as} maggiore del potenziale di placca V_a.

In queste condizioni il tetrodo si comporta come un elemento di circuito a resistenza differenziale negativa ed è quindi atto a man-

---

(1) L'ammettenza del circuito *a* della fig. 1 risulta:

$$\overline{Y}_a = \frac{1}{R + j\,\omega\,L} + j\,\omega\,C = \frac{R - j\,\omega\,L}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\,\omega\,C$$
$$= \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\left(\omega\,C - \frac{\omega\,L}{R^2 + \omega^2 L^2}\right);$$

l'ammettenza del circuito *b*:

$$\overline{Y}_b = \frac{1}{R_e} + j\left(\omega\,C' - \frac{1}{\omega\,L'}\right).$$

Eguagliando le ammettenze dei due circuiti si ha:

$$\frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\left(\omega\,C - \frac{\omega\,L}{R^2 + \omega^2 L^2}\right) = \frac{1}{R_e} + j\left(\omega\,C' - \frac{1}{\omega\,L'}\right)$$

ed infine annullando le parti immaginarie, tenuta presente la condizione di risonanza:

$$R_e = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R} = R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right) \cong \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{L}{R\,C}$$

essendo in pratica trascurabile l'unità rispetto al termine:

$$\frac{\omega^2 L^2}{R}.$$

(2) A. PINCIROLI: Resistenze negative di tubi elettronici e loro misura - A. F., 1934, III, p. 5.

tenere le oscillazioni in un circuito oscillatorio su di esso derivato, quando il valore della resistenza negativa è uguale o inferiore a quello della resistenza equivalente del circuito stesso.

La misura della resistenza equivalente viene eseguita in due tempi: nella prima fase della misura si rileva il punto di innesco delle oscillazioni, innesco che avviene quando il valore della resistenza negativa, che si fa variare gradualmente per valori decrescenti modificando il potenziale della griglia di controllo, diventa uguale al valore della resistenza equivalente del circuito oscillatorio. Il punto di innesco si determina rilevando con un telefono la comparsa di battimenti fra le oscillazioni del circuito in esame e quelle generate da un'eterodina. Nella seconda fase della misura si determina il valore della resistenza negativa presentata dal tetrodo, nel punto di funzionamento precedentemente determinato.

2. - Caratteristiche dei tetrodi.

È stata eseguita un'accurata serie di prove su vari tetrodi dei due tipi Philips Q C 05/15 ed E 452 T. In fig. 2 si riportano le caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ di un tetrodo tipo Q C 05/15, rilevate mantenendo costante il potenziale di griglia schermo V_{gs}

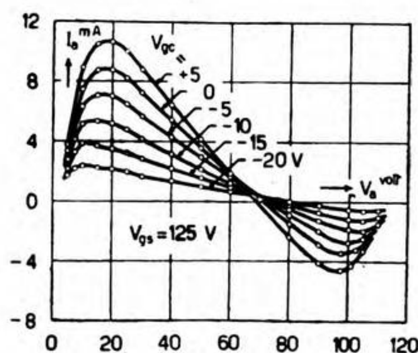


Fig. 2. — Caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ di un tetrodo tipo QC 05/15.

ed assumendo come parametro il potenziale della griglia di controllo V_{gc}. Variando con continuità il potenziale V_{gc}, si varia la pendenza delle caratteristiche e quindi il valore di resistenza negativa.

Le caratteristiche presentano un largo tratto discendente sensibilmente rettilineo; per tensioni positive della griglia di controllo si sono raggiunti con questo tipo di tubo valori di resistenza negativa dell'ordine di 4000 ohm; non è opportuno scendere a valori più bassi, perchè in questo caso si ha un eccessivo sovraccarico della griglia schermo; in tali condizioni si verifica una notevole instabilità dei valori della corrente di griglia schermo I_{gs} e della corrente di placca I_a. Coi tetrodi tipo E 452 T si sono ottenuti va-

lori minimi di resistenza negativa dell'ordine di 6000 ohm. Si è pure rilevato il fatto, già riscontrato da altri, che queste caratteristiche sono alquanto diverse da un esemplare all'altro di tubi dello stesso tipo.

3. - Stabilità dei tetrodi che lavorano nel tratto di caratteristica discendente.

Nell'eseguire misure di resistenze negative, adoperando diversi tetrodi, si è notata una notevole instabilità nel tempo dei valori della resistenza negativa stessa, pur mantenendo costanti tutti i valori delle tensioni applicate agli elettrodi.

Si riportano in fig. 3 le curve di stabilità rilevate su un tetrodo tipo E 452 T per diversi valori di resistenza negativa: si noti che

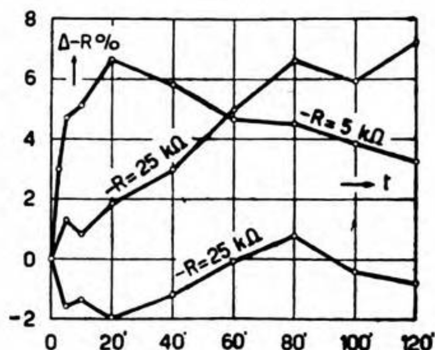


Fig. 3. — Curve di stabilità di un tetrodo tipo E 452 T.

le curve non presentano alcun andamento regolare; esse non sono neppure ripetibili.

Comportamento del tutto analogo è stato riscontrato anche su tetrodi del tipo QC 05/15; il fenomeno è da ritenersi dunque generale ed è dovuto probabilmente alla non perfetta regolarità della emissione secondaria nel tempo. Le variazioni di resistenza negativa coi tetrodi di tipo QC 05/15 sono risultate però di entità meno rilevante, non avendo superato il 4 %; questa maggiore stabilità insieme con il più largo dimensionamento degli elettrodi, che permette più forti sovraccarichi, li ha fatti preferire nell'attuazione dell'apparato di misura della resistenza equivalente, non ostante che essi presentino l'inconveniente di una maggiore capacità tra anodo e catodo, rispetto al tipo E 452 T.

4. - Variazione delle caratteristiche statiche.

Rilevando le caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$, dopo un certo numero di ore di funzionamento dei tubi nella zona di caratteristica discendente, si sono riscontrate variazioni abbastanza notevoli. In fig. 4 sono riportate le caratteristiche di un tetrodo tipo E 452 T, rilevate inizialmente e dopo 50 ore di funzionamento.

Si ritiene che tali variazioni siano dovute principalmente a modificazioni permanenti dello stato superficiale degli elettrodi, in conseguenza delle quali varia il fenomeno della emissione secondaria.

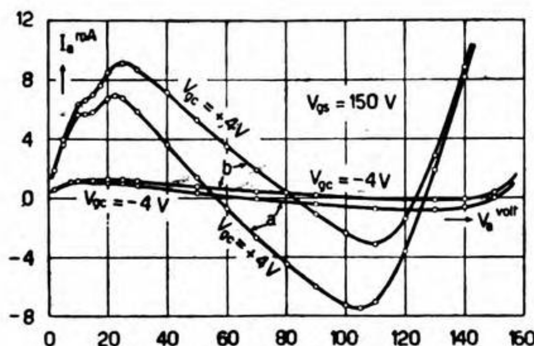


Fig. 4. — Variazione delle caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ di un tetrodo tipo E 452 T:

a - curve rilevate inizialmente; *b* - curve rilevate dopo 50 ore di funzionamento nel tratto di caratteristica discendente.

5. - Misura di resistenze negative.

Per la determinazione dei valori della resistenza negativa si è adottato un metodo di misura a frequenza acustica, per riduzione a zero della conduttanza risultante di quella negativa del tetrodo e di una positiva variabile posta in parallelo; l'eguaglianza dei valori

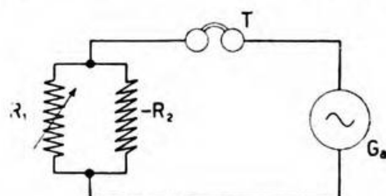


Fig. 5. — Misura a frequenza acustica della resistenza negativa, per riduzione a zero della conduttanza risultante di una conduttanza negativa e di una positiva variabile poste in parallelo.

R_1 - Resistenza positiva variabile. G_a - Generatore a frequenza acustica.
R_2 - Resistenza negativa. T - Telefono.

assoluti delle due conduttanze è rivelata dal silenzio del telefono (fig. 5).

In pratica però non è possibile ottenere il silenzio nel telefono a causa della capacità anodo-catodo del tetrodo e delle altre capacità parassite esterne; si è provato allora lo schema riportato in fig. 6. Il primario del trasformatore T_r è alimentato da un generatore a frequenza acustica G_a; il secondario di esso, schermato

elettrostaticamente dal primario, è diviso in due parti esattamente simmetriche: il condensatore variabile C ha lo scopo di compensare la componente in quadratura della tensione applicata al telefono e dovuta alle capacità parassite C_p. La capacità C_1, di valore molto grande, serve ad eliminare il passaggio di componenti continue attraverso alla resistenza R_1.

Il metodo alla prova sperimentale ha dato risultati soddisfacenti; si ottiene una condizione di silenzio ben definita e la sensibilità, che varia da 1/10.000 per valori di resistenza negativa dell'ordine di

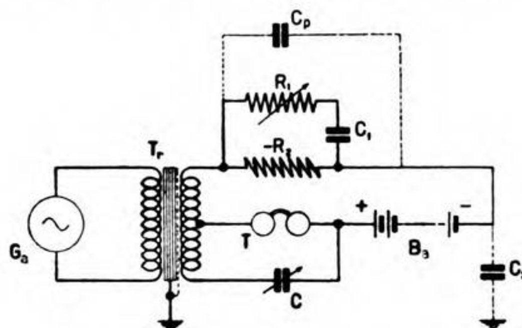


Fig. 6. — Schema del circuito di misura a frequenza acustica della resistenza negativa.

G_a – Generatore a frequenza acustica.	T – Telefono.
T_r – Trasformatore con secondario a presa centrale, schermato dal primario.	C – Condensatore variabile di compensazione.
R_1 – Resistenza positiva variabile.	C_1 – Condensatore di blocco.
R_2 – Resistenza negativa.	C_2 – Capacità verso massa.
B_a – Batteria anodica del tetrodo.	C_p – Capacità parassite.

6000 Ω a 4/1000 per valori di resistenza negativa dell'ordine di 0,5 M Ω, è in ogni caso più che sufficiente per la precisione richiesta in tali misure. Questi risultati si sono avuti con una ampiezza di 5 V della tensione fornita da metà del secondario del trasformatore; tale valore è non eccessivo relativamente alla curvatura delle caratteristiche utilizzate; qualora si dovesse diminuire questa tensione la sensibilità si ridurrebbe proporzionalmente.

6. - Dispositivo di misura della resistenza equivalente.

Adoperando il metodo precedentemente esposto per la misura della resistenza negativa, si è attuato un dispositivo per la misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori, il cui schema elettrico, con i relativi dati, è riportato in fig. 7.

Perchè i risultati delle misure siano corretti, è necessario che il circuito oscillatorio in esame venga collegato tra i due morsetti 33, che devono essere connessi rispettivamente all'anodo del tetrodo e alla massa, attraverso il condensatore di deviazione 23, mediante collegamenti della minima lunghezza possibile. Il circuito oscillatorio deve venire messo in corto circuito nella seconda

fase della misura, nella quale si determina il valore della resistenza negativa a frequenza acustica, per impedire che oscilli in alta frequenza.

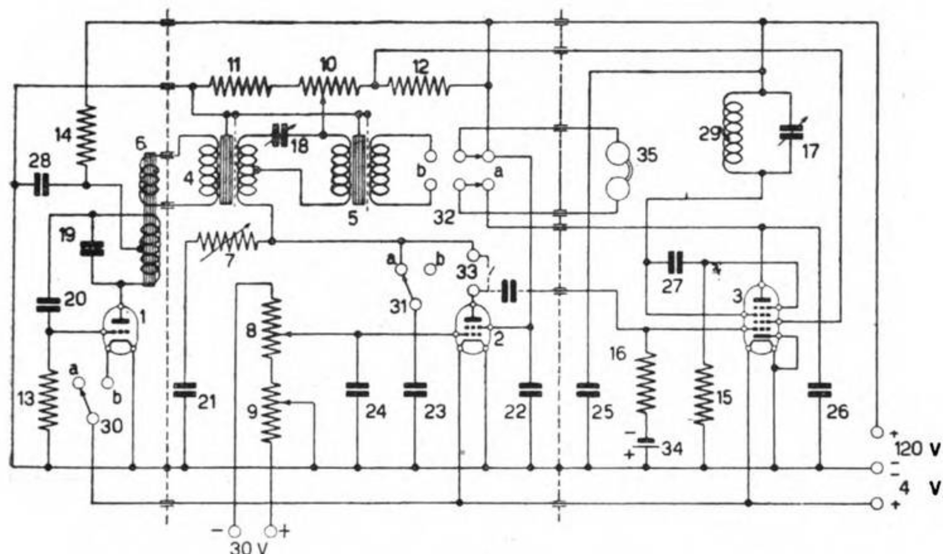


Fig. 7. — Schema elettrico del dispositivo pratico di misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori.

1 – Triodo tipo A 415.
2 – Tetrodo tipo QC 05/15.
3 – Esodo tipo E 448.
4 – Trasformatore con secondario a presa centrale, schermato dal primario, rapporto 1/1.
5 – Trasformatore con secondario schermato dal primario, rapporto 1/1.
6 – Bobina di induttanza a nucleo aperto, 2400 spire, con secondario di 200 spire.
7 – Resistenza variabile a decadi di 1, 10, 100, 1000, 10.000 Ω.
8 – Potenziometro, 10.000 Ω.
9 – Potenziometro a decade di 5000 Ω.
10 – Potenziometro, 5000 Ω.
11 – Resistenza, 5.000 Ω.
12 – Resistenza, 5.000 Ω.
13 – Resistenza, 20.000 Ω.
14 – Resistenza, 10.000 Ω.
15 – Resistenza, 1 M Ω.
16 – Resistenza, 5 M Ω.
17 – Condensatore variabile, 500 μμF.
18 – Condensatore variabile, 100 μμF.
19 – Condensatore, 20 mμF.
20 – Condensatore, 10 mμF.
21 – Condensatore elettrolitico, 8 μF.
22 – Condensatore elettrolitico, 8 μF.
23 – Condensatore, 1 μF.
24 – Condensatore, 1 μF.
25 – Condensatore, 0,1 μF.
26 – Condensatore, 1 mμF.
27 – Condensatore, 10 mμF.
28 – Condensatore, 5 μF.
29 – Bobina di induttanza intercambiabile.
30 – Interruttore.
31 – Interruttore.
32 – Commutatore doppio.
33 – Serrafili per il circuito oscillatorio da misurare.
34 – Pila di polarizzazione, 1,5 V.
35 – Telefono.
a – Posizione per il rilievo del punto di innesco.
b – Posizione per la misura della resistenza negativa.

L'eterodina per la produzione dei battimenti, mediante i quali si rileva l'innesco delle oscillazioni del circuito da misurare, deve essere schermata dal resto dell'apparecchio; in essa si è adoperato un esodo tipo E 448, allo scopo di evitare accoppiamento tra l'eterodina e il circuito del tetrodo, con eventuale influenza sulla condizione di innesco.

La resistenza variabile 7 è costituita da una serie di cinque decadi, formate con resistenze a deposito di carbone approssimate al valore nominale entro il 0,3 %.

I trasformatori 4 e 5 hanno il secondario schermato elettrostaticamente dal primario; il generatore a frequenza acustica deve essere pure completamente schermato dal resto del circuito ed è necessario inserire un dispositivo di disaccoppiamento sulla alimentazione anodica di esso, a meno che non si usi una sorgente diversa; senza tali precauzioni si introduce un errore sistematico, poichè si sovrappone nel telefono una corrente dovuta ad accoppiamenti capacitivi e ad accoppiamenti per l'impedenza della sorgente di alimentazione, e ne resta alterata la condizione di silenzio.

7. - Risultati delle misure.

La concordanza delle misure di resistenza equivalente eseguite col dispositivo descritto precedentemente è risultata del 0,5 %, per varie frequenze e con diversi valori di resistenza equivalente. Tale concordanza di risultati diminuisce a circa il 3 % per frequenze basse, dell'ordine di 100 kHz, e resistenze equivalenti elevate, dell'ordine di 600 k Ω.

Allo scopo di accertare eventuali errori sistematici di questo metodo di misura, specialmente per le frequenze più alte, si sono eseguite misure di confronto con un metodo assoluto per variazione di reattanza, proposto dal prof. Boella (3); con questo ultimo metodo si deduce la resistenza equivalente di un circuito oscillatorio, accoppiato induttivamente ad un generatore ad elevata stabilità di frequenza, facendone variare la capacità di un ΔC tale, che la tensione ai capi del circuito oscillatorio si riduca nel rapporto $1/\sqrt{2}$; il valore della resistenza equivalente risulta allora:

$$R_e = \frac{1}{\omega \, \Delta C} .$$

Da tale confronto è apparsa una soddisfacente concordanza (± 0,5 %) tra i risultati ottenuti con i due metodi, per frequenze inferiori ai 3000 kHz; per frequenze superiori si sono invece osservati scarti, che vanno aumentando col crescere della frequenza e della resistenza equivalente del circuito, e precisamente il metodo di misura con resistenza negativa fornisce valori inferiori a quello per variazione di reattanza.

La dipendenza di tali differenze da variazioni della resistenza equivalente del circuito venne ricercata derivando sul circuito stesso resistenze ohmiche elevate, allo scopo di non alterare induttanze e capacità ed evitare così che mutasse la distribuzione delle correnti nel circuito, data l'importanza che hanno, alle molto alte frequenze in cui vennero eseguite queste misure (18.000 kHz), le induttanze dei collegamenti e le capacità parassite. Poichè eventuali errori do-

(3) M. Boella: Un metodo assoluto per la misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori - A. F., 1935, IV, p. 647.

vuti all'induttanza dei collegamenti nel dispositivo di misura per variazione di reattanza darebbero in tale modo un errore indipendente dal valore della resistenza equivalente, e pure un errore costante, e ad ogni modo in più, non in meno, darebbe l'induttanza delle connessioni tra il tetrodo ed il circuito oscillatorio, sembra

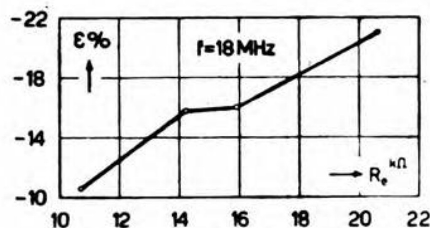


Fig. 8. — Scarti tra le misure di resistenza equivalente R_e eseguite col metodo per variazione di reattanza e quelle eseguite col metodo con resistenza negativa.

che si possa arguire dai risultati, riportati nel grafico della fig. 8, che si tratta di errori dovuti ad accoppiamenti interni fra i varî elettrodi del tetrodo.

Per frequenze così alte infatti non può essere trascurata la reattanza induttiva dei collegamenti, per quanto corti essi siano fatti, mediante i quali i condensatori di disaccoppiamento sono interposti tra la griglia di controllo, la griglia schermo e la massa dell'apparecchio. Pare altresì che non sia trascurabile la reattanza

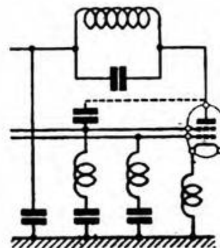


Fig. 9. — Induttanza delle connessioni e capacità parassita.

del tratto di circuito di accensione interposto tra il catodo e la massa stessa, alla quale è connessa un'armatura del condensatore di deviazione posto nel circuito di alimentazione anodica (fig. 9); quest'ultima reattanza è presumibilmente la più dannosa. Ne segue che i potenziali della griglia di controllo e della griglia schermo non possono più essere ritenuti costanti relativamente al catodo, come avviene per frequenze più basse; ci si può rendere quindi ragione come la resistenza negativa del tubo possa essere, per frequenze molto elevate, notevolmente diversa da quella che si misura a bassa frequenza.

Tale supposizione è convalidata dal fatto che si osserva una notevole dipendenza dei risultati dai valori della tensione anodica del tetrodo per la frequenza di 18.000 kHz, mentre analoghe prove, fatte con gli stessi valori di resistenza equivalente su frequenza di

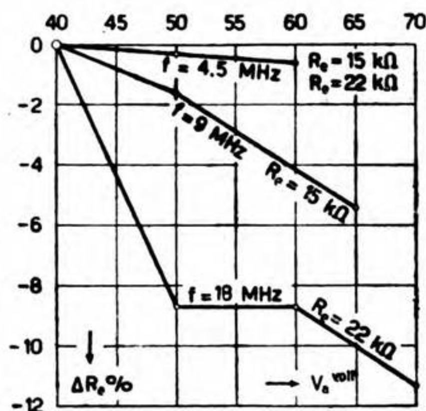


Fig. 10. — Scarti tra i risultati di misura della resistenza equivalente R_e, ottenuti con diversi valori della tensione anodica V_a applicata al tetrodo.

4500 kHz, mostrano variazioni trascurabili (fig. 10). Si è inoltre osservato che per frequenze molto alte aumenta considerevolmente lo scarto tra i valori della tensione della griglia di controllo corrispondenti all'innesco ed al disinnesco delle oscillazioni, e si sono rilevate

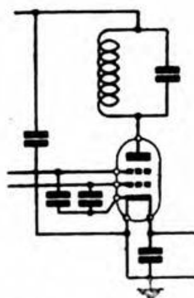


Fig. 11. — Tubo a resistenza negativa per scopi di misura.

anche forti differenze (10 % per R_e = 23.000 Ω e f = 18.000 kHz), usando esemplari diversi di tubi dello stesso tipo.

La spiegazione dei fenomeni osservati si deve verosimilmente ricercare, considerando che l'effetto deve dipendere, oltre che dall'entità degli accoppiamenti, anche dai valori delle conduttanze mutue fra i varî elettrodi.

Si pensa che gli inconvenienti segnalati potrebbero forse essere ridotti, e conseguentemente aumentato il limite superiore di frequenza fino al quale il metodo è utilizzabile, costruendo i tetrodi appositamente per questo uso. La migliore soluzione sarebbe di mettere internamente al tubo le capacità (10 mμF) di disaccoppiamento. Tuttavia qualche vantaggio si dovrebbe avere facendo in modo che le connessioni tra gli elettrodi e i terminali esterni siano le più corte possibili, e principalmente aggiungendo un conduttore di uscita dall'ampolla, che si stacchi direttamente dal catodo, al quale si collegherebbero i condensatori di disaccoppiamento della griglia di controllo e della griglia schermo, mentre il condensatore di deviazione sull'alimentazione anodica sarebbe connesso all'altro conduttore di uscita del catodo, che va a massa (fig. 11).

8. - Conclusioni.

I risultati delle misure eseguite per determinare la resistenza equivalente dei circuiti oscillatori, e qui riferite, permettono di concludere che il metodo di resistenza negativa dà affidamento di riuscire sufficientemente preciso per frequenze inferiori a 3000 kHz; per frequenze superiori intervengono molteplici fenomeni, che portano nei risultati delle misure stesse errori assai notevoli, di cui per di più non sembra possibile prevedere e valutare l'entità.

Esprimo al prof. Boella viva gratitudine per i consigli e l'aiuto ricevuti.

Livorno, settembre 1935-XIII.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

SUL MODO DI ESPORRE E DI IMPIEGARE I DATI DI IRRADIAZIONE E PROPAGAZIONE

LUIGI SACCO e UGO TIBERIO

Il modo oggi in uso per rappresentare le caratteristiche delle stazioni radiotrasmittenti ed i dati di propagazione delle onde elettromagnetiche presenta alcune deficenze, che vennero rilevate in occasione della recente riunione del C.C.I.R. (1). *Gli autori richiamano e discutono la proposta di adottare due grandezze, «forza cimomotrice» e «distanza virtuale», da tempo utilizzate nel R. Esercito e specificamente destinate: la prima a contrassegnare l'attitudine di un generatore a produrre campo a distanza ed in una certa direzione, la seconda ad indicare le qualità attenuative dei percorsi elettromagnetici.*

1. - Deficenze del metodo attualmente usato per indicare l'attitudine delle stazioni a generare campo a distanza e le qualità attenuative dei percorsi.

Il bisogno di distinguere le cose fra loro diverse fisicamente, o rientranti in capitoli diversi della tecnica, ha spinto da tempo gli studiosi a considerare nel fenomeno della trasmissione radio cinque fasi: la prima, in cui il segnale è generato, la seconda, in cui il segnale è inviato nell'etere, la terza che comprende la propagazione vera e propria, la quarta e la quinta in certo senso simmetriche delle prime due (2). Definire completamente un collegamento radio significa fornire un dato, od un gruppo di dati, per ciascuna di queste fasi.

Il sistema attualmente in uso per esporre i dati di trasmissione e di propagazione non corrisponde a questo schema; infatti, le quantità, che le nomenclature ufficiali ed i grafici sperimentali forniscono, sono due: la potenza della stazione in aereo ed il campo che, al termine di un certo percorso, si ha per ogni kilowatt irradiato da un semidipolo verticale collocato all'inizio. La prima di tali quantità è caratteristica della prima fase (generazione), e la seconda può corrispondere alla terza (propagazione); ma con ciò la seconda fase rimane ignorata e la terza viene contrassegnata da un dato, che esprime le qualità attenuative del percorso non con un numero puro, come dovremmo aspettarci per analogia

(1) Documents du Comité Consultatif International des Radiocommunications. Troisième réunion: Lisbonne 1934 - Bureau de l'Union Internationale des Télécommunications, Berne, 1935, vol. I, p. 1350 e vol. II, p. 152.
(2) G. VALLAURI: Radiocomunicazioni - En. El., 1927, fascicolo speciale, p. 309.

con le altre comunicazioni elettriche, ma con un rapporto di millivolt per metro a kilowatt; il quale è per di più riferito ad una forma particolare di aereo, mentre le qualità attenuative sono caratteristiche del percorso e non dell'aereo.

Per colmare tale lacuna, si è proposto (C.C.I.R., Copenaghen, 1931) di completare il dato « potenza della stazione » con indicazioni circa il diagramma radiativo; con ciò si faceva un passo in avanti, poichè veniva facilitato il compito di chi vuol sapere, se la stazione può o meno essere udita ad una certa distanza ed in una certa direzione; ma l'impostazione del problema non poteva dirsi la più felice, tanto che la proposta non ha avuto alcun seguito.

Infatti, chi si proponesse di valutare la possibilità di udire una stazione in un certo punto, dovrebbe fare questa serie di operazioni:

1°) sulla base della potenza in aereo, dedurre quella totale irradiata e quindi, valendosi del diagramma radiativo, valutare la potenza che, per unità angolare, viene trasmessa nella direzione considerata (operazione non semplice nè breve, e spesso praticamente impossibile per deficenza di dati);

2°) dedurre la potenza totale che una stazione non direttiva dovrebbe irradiare per fornire nella medesima direzione la stessa potenza specifica;

3°) applicare a questa stazione ideale la curva di propagazione, moltiplicando il campo fornito dalla curva per la radice quadrata della potenza.

Evidentemente si faciliterebbe la soluzione del problema se si fornisse direttamente la potenza specificamente irradiata nelle direzioni principali del diagramma radiativo. Se non che, in questo modo, si fa ancora qualcosa di fisicamente poco espressivo e non corrispondente a quanto si fa nel campo affine delle trasmissioni con filo. Infatti, chi deve calcolare la tensione al termine di un cavo, dispone non di una potenza, ma di una tensione applicata all'inizio e di una lunghezza equivalente in « miglia standard ».

Le proposte, che qui richiamiamo, mirano precisamente a rendere più chiara la terminologia e ad armonizzarla con quella usata nel campo delle comunicazioni a filo, ed a far sì che il problema di determinare il campo a distanza risulti impostato in modo più aderente allo schema che del collegamento radio siamo abituati a farci quando lo consideriamo dal punto di vista fisico.

2. - La « forza cimomotrice » ed i suoi pregi come dato indicativo e di impiego.

La misura, per mezzo della quale individuiamo le caratteristiche di una stazione nei riguardi della « seconda fase », è il rilievo delle curve di eguale campo elettromagnetico intorno alla antenna; lo strumento adoperato (misuratore di campo) ci dà una tensione, ed è indifferente la distanza media alla quale eseguiamo il rilievo, poichè sappiamo che, entro certi limiti, la tensione che misuriamo decresce linearmente con la distanza.

Il procedimento più semplice e corretto per caratterizzare un

fenomeno è sempre quello di indicare le quantità direttamente misurate; conviene pertanto dare la suddetta tensione ed esprimere che essa decresce linearmente con la distanza. Ora questo può farsi dando il prodotto campo × distanza, che risulta, entro certi limiti, indipendente dalla distanza di misura:

$$[1] \qquad E = F\,D \qquad \begin{cases} E = \text{forza cimomotrice in V} \\ F = \text{campo in mV/m} \\ D = \text{distanza in km.} \end{cases}$$

Con le unità indicate, la E risulta espressa in volt; ciò non deve far supporre che essa sia una tensione vera e propria, perchè deriva da un vettore elettrico, che è prima diviso per una lunghezza parallela al vettore medesimo, e poi moltiplicato per una lunghezza ad esso ortogonale. Essa è in ogni modo omogenea con una f.e.m. e presenta, rispetto a questa, una particolare analogia. Il nome proposto inizialmente per tale quantità è « forza cimomotrice » ([3]); e altre denominazioni forse più opportune potrebbero essere « potenziale di radiazione » o « forza radiomotrice ».

Il legame tra la f.c.m. e la potenza specifica irradiata si deduce facilmente tenendo presente la relazione tra il campo elettrico F e il campo magnetico H:

$$[2] \qquad F = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\,H = 120\,\pi\,H = \rho_0\,H\,,$$

in cui (unità Giorgi) F è in volt/metro, H in ampere/metro, μ_0 induttività magnetica dell'etere in henry/metro, ε_0 induttività elettrica dell'etere in farad/metro, e $120\,\pi = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = \rho_0$ impedenza iterativa dell'etere in ohm. Potendosi ritenere che F, H e la direzione di propagazione formino una terna rettangolare, il vettore di Poynting risulta:

$$U = F\,H = \frac{F^2}{\rho_0} \qquad \begin{cases} U \text{ in W/m}^2 \\ F \text{ in V/m} \\ \rho_0 \text{ in } \Omega\,. \end{cases}$$

La potenza $d\,W$, irradiata attraverso un elemento superficiale $d\,S$ alla distanza D, sarà dunque:

$$d\,W = U\,d\,s = U\,D^2\,\frac{d\,s}{D^2} = \frac{F^2\,D^2}{\rho_0}\,d\,\omega = \frac{E^2}{\rho_0}\,d\,\omega\,,$$

da cui:

$$[3] \qquad P_u = \frac{d\,W}{d\,\omega} = \frac{E^2}{\rho_0}\,.$$

([3]) L. Sacco: Proposta di una nuova unità di misura radiotelegrafica - Boll. R.T.R.E., 1926, V (2), p. 3.

L. Sacco: Forza cimomotrice e distanza virtuale in radiotelegrafia - Dati e memorie sulle Radiocomunicazioni, 1929, I, p. 83.

E è qui la f.c.m. in volt nella direzione considerata; $d\omega$ l'angolo solido elementare, e P_u la potenza irradiata, in watt, nell'angolo solido unitario e nella direzione a cui si riferisce la f.c.m. E. Nella espressione della P_u, la f.c.m. e la impedenza caratteristica del vuoto ρ_0 corrispondono alla d.d.p. agli estremi e alla resistenza ohmica che figurano nella espressione della potenza consumata in un circuito elettrico percorso da corrente continua.

Nel caso di un semidipolo verticale di altezza h, molto minore della lunghezza d'onda λ, collegato con la terra e percorso da una corrente di valore efficace I_0, la potenza irradiata ed il campo elettrico sono espressi dalle relazioni ben note:

$$[4] \quad P = 160\,\pi^2 \left(\frac{h\,I_0}{\lambda}\right)^2 \qquad \left\{ \begin{array}{l} h,\,\lambda \text{ in m} \\ I_0 \text{ in A (valore efficace)} \\ P \text{ in W} \end{array} \right.$$

$$[5] \quad F = \frac{120\,\pi}{D}\,\frac{h\,I_0}{\lambda} \qquad \left\{ \begin{array}{l} D \text{ in m} \\ F \text{ (campo elettrico presso il suolo) in} \\ \quad \text{V/m (valore efficace)}, \end{array} \right.$$

dalle quali si ha:

$$F = \frac{\sqrt{90\,P_{(W)}}}{D}$$

che diviene:

$$F = \frac{300}{D}\sqrt{P_{(kW)}}$$

se P è espressa in kW.

La forza cimomotrice è dunque, in tal caso:

$$E = F\,D = 300\sqrt{P}\,.$$

Un semidipolo che irradia 1 kilowatt possiede quindi 300 volt di f.c.m. nel piano orizzontale.

La dizione « 300 V di f.c.m. nel piano orizzontale » andrebbe sostituita all'altra « 1 kW irradiato da un'antenna avente un'altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare », che è stata segnata di recente sui grafici di propagazione lungo la superficie del suolo per la gamma della radiodiffusione (C.C.I.R., Lisbona, 1934). Essa riuscirebbe indubbiamente più semplice ed esprimerebbe il carattere di generalità delle curve stesse, che è assai meno manifesto nella dizione attuale.

La nuova dicitura invita a considerare che le qualità attenuative rappresentate dalle curve costituiscono una caratteristica esclusiva del percorso, dipendente solo dalle costanti di esso, e che perciò l'intensità del campo agente sul ricevitore risulta funzione di due quantità: la forza cimomotrice iniziale E nella direzione del percorso elettromagnetico che lega gli aerei trasmittente e ricevente, e l'attenuazione caratteristica del percorso medesimo. Ne segue che, nell'ambito del raggio diretto, si deve tener conto della

f.c.m. nella direzione considerata lungo il piano orizzontale e delle costanti elettriche del suolo, mentre per la propagazione secondo il raggio indiretto occorre tener conto della f.c.m. nella direzione di tale raggio, che può essere inclinato sull'orizzonte, e delle caratteristiche del percorso nell'alta atmosfera. La nuova dicitura ha dunque maggiore precisione, maggior rigore fisico e migliore rispondenza col dato che si vuole indicare.

Con la sua introduzione si viene esplicitamente ad ammettere che il campo a distanza in una certa direzione dipenda solo dalla potenza che in quella direzione risulta inviata per unità angolare, e non da quella emessa negli altri settori del diagramma radiativo. Ciò può non essere sempre esatto, poichè anche gli altri fasci di raggi, che la stazione invia in direzioni vicine a quella considerata, possono, per effetto di parziali deviazioni laterali dovute a diffrazioni intorno alle irregolarità del suolo, contribuire alla formazione del campo risultante nel punto considerato. Ma non è dubbio che, almeno per onde non ultracorte (superiori a 10 m) e in terreno non troppo accidentato, questo errore non può assumere entità tale da rendere la valutazione del campo più incerta di quanto già la rendono gli errori di valutazione di altri fattori, quali sono le caratteristiche elettriche del suolo e dell'atmosfera.

Con l'impiego della f.c.m., come abbiamo già accennato nel darne la definizione, si viene inoltre ad ammettere esplicitamente che il campo, nell'ambito di alcune lunghezze d'onda dall'aereo, nel quale viene misurata, o si suppone misurata, la f.c.m., varii in ragione inversa della distanza. Tale ammissione è giustificata dal fatto che (4), in vicinanza della sorgente, e precisamente fino a che la distanza numerica di Sommerfeld non supera circa 1/4, l'attenuazione del campo è, in grande prevalenza, dovuta al distribuirsi della potenza irradiata su una superficie sferica che aumenta col quadrato della distanza, mentre la perdita dovuta all'assorbimento operato dal suolo in dipendenza della sua scarsa conduttività resta di importanza secondaria: nell'ambito di questo « modo sferico di propagazione » il prodotto campo × distanza è indubbiamente costante.

Vale la pena infine di notare, che l'impiego della f.c.m. importa una semplificazione nell'uso dei grafici, poichè il campo a distanza varia con essa linearmente, cosicchè l'indicazione data dalle curve per 300 volt va moltiplicata per il rapporto tra la f.c.m. nella direzione considerata e 300, mentre attualmente occorre considerare il rapporto fra le radici quadrate delle potenze.

3. - Osservazioni circa la nozione di « altezza efficace » di un aereo.

Le relazioni [4] e [5], nel caso di aerei diversi dal semidipolo, vengono modificate con l'introduzione di un fattore di forma, oppure mediante la sostituzione dell'altezza geometrica h con un'altra che, uniformemente percorsa dalla corrente massima della distri-

---

(4) P. O. Pedersen: The propagation of radio waves - Danmarks Naturvidenskabelige Samfund, Kjobenhavn, 1927, p. 23.

buzione effettiva, dà gli stessi effetti dell'antenna reale. Se non che l'abitudine a considerare la potenza irradiata come unico elemento caratteristico dell'aereo genera spesso equivoci, poichè porta ad introdurre nella espressione del campo lo stesso fattore di forma usato per la formula della potenza ([5]). In ciò si rivela il difetto di chiarezza che la mancanza di una nozione del tipo della f.c.m. produce nei nostri ragionamenti.

I fattori di forma da considerare per un aereo sono infatti due, ben distinti. L'uno è quello β definito dalla relazione:

$$P = 160\,\pi^2 \left(\frac{h\,I_0}{\lambda}\right)^2 \beta^2 = P_0\,\beta^2\,,$$

in cui P è la potenza effettivamente irradiata dall'antenna considerata e P_0 la potenza, che sarebbe emessa da un semidipolo percorso dalla corrente I_0 eguagliante, in valore efficace, il massimo della distribuzione effettiva, ed alto quanto l'antenna reale. L'altro fattore è quello α che risulta dalla relazione:

$$E_{(\theta,\varphi)} = \frac{120\,\pi\,h\,I_0}{\lambda}\,\alpha_{(\theta,\varphi)} = E_0\,\alpha_{(\theta,\varphi)}\,,$$

essendo θ e φ le coordinate angolari della direzione in cui si considera la propagazione, ed E_0 la f.c.m. che nel piano orizzontale produrrebbe un semidipolo alto h e percorso dalla corrente I_0. Ora α/β risulta uguale a 1 solo per il semidipolo quando si consideri il campo nel piano orizzontale.

Nel caso di un aereo lineare verticale si ha (E nel piano orizzontale):

$$E_{\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)} = 60\,I_0 \quad , \quad P = 37\,I_0^2\,,$$

quindi:

$$E_{\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)} = \sqrt{97{,}3\,P} = \sqrt{90\,P}\cdot 1{,}04$$

cioè:

$$\frac{\alpha}{\beta} = 1{,}04\,.$$

([5]) R. Mesny: Radioélectricité générale - E. Chiron, Paris, 1935.
In questo volume, ad esempio, dopo ricavata (pag. 250) la espressione della così detta « hauteur de rayonnement » h_r considerando il campo elettrico sul piano orizzontale, cioè mediante la $h_r\,I_0 = \int I\,dz$, si introduce tale grandezza (pag. 253) nella espressione della resistenza di radiazione, dicendo che la esperienza giustifica questo modo di vedere. È bensì vero che, subito dopo, si ammette che questo procedimento non è rigoroso; ma rimane poco chiara la ragione di tale mancanza di rigore.

Per un'antenna oscillante in mezza onda, con un estremo presso il suolo, supposto di conduttività ∞:

$$E_{\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)} = 120\, I_0 \quad , \quad P = 98{,}4\, I_0^2 \; ,$$

$$E_{\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)} = \sqrt{146{,}3\, P} = \sqrt{90\, P} \cdot 1{,}275 \; ,$$

quindi:

$$\frac{\alpha}{\beta} = 1{,}275 \, .$$

Nel caso infine di un'antenna verticale con un estremo presso il suolo (supposto sempre di conduttività infinita), eccitata su una onda intera o su un'armonica pari della fondamentale, il campo nel piano orizzontale è nullo, mentre la potenza può essere elevata. Ad esempio, per il caso di un'onda intera, si ha:

$$E_{\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)} = 0 \quad , \quad P = 128\, I_0^2 \; ,$$

quindi [6]:

$$\frac{\alpha}{\beta} = 0 \, .$$

Se poi si considera un'antenna direttiva, il coefficiente α varia con la direzione, mentre β ne è indipendente; quindi il rapporto α/β varia anche nel piano orizzontale.

Altri esempi che chiariscono la necessità di distinguere i coefficienti α e β sono riportati nell'appendice I.

Nell'appendice II abbiamo riportato alcuni grafici, che danno la forza cimomotrice nel piano orizzontale per aerei ad L ed a T. Allo scopo di fornire dati che rappresentino caratteristiche dei soli aerei, indipendentemente dalla potenza del generatore, abbiamo riportato in ordinate una quantità, la « resistenza cimomotrice », definita in base alla f.c.m. in modo analogo a quello con cui la resistenza radiativa è dedotta dalla potenza irradiata, cioè come rapporto tra la f.c.m. e la corrente massima lungo l'aereo. La resistenza cimomotrice ha naturalmente carattere direzionale come la f.c.m. Tale carattere però non appare nel grafico in quanto che gli aerei considerati non hanno carattere direttivo, e la f.c.m. considerata è quella nel piano orizzontale.

4. - La « distanza virtuale ».

Una volta accettata la nozione di forza cimomotrice come grandezza intrinseca e rappresentativa delle stazioni emittenti, sarebbe utile compiere ancora un passo chiarificatore, esprimendo le qua-

---

(6) Per i tre esempi qui riportati, vedasi: S. A. Lewin a. C. J. Young: Field distribution and radiation resistance of a straight vertical unloaded antenna radiating at one of its harmonics - Proc. I.R.E., 1926, XIV, p. 675.

lità attenuative dei percorsi elettromagnetici come caratteristiche proprie dei percorsi medesimi, indipendenti dalla stazione che trasmette.

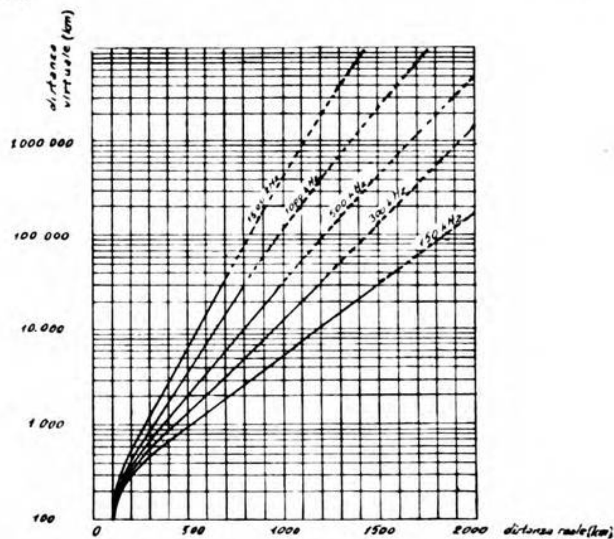


Fig. 1. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-11}$ u. C. G. S. e. m. (= 1 siemens/metro) (mare).

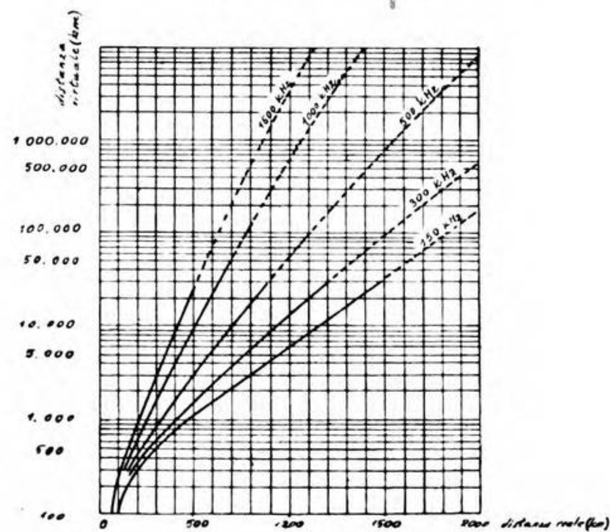


Fig. 2. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-12}$ u. C. G. S. e. m. (= 0,1 siemens/metro) (terreno abbastanza conduttore).

Il paragone del cavo telefonico ci suggerisce di adottare per tale scopo una distanza equivalente, definita sul tipo delle « miglia standard » della telefonia. Ciò è tanto più consigliabile nel caso

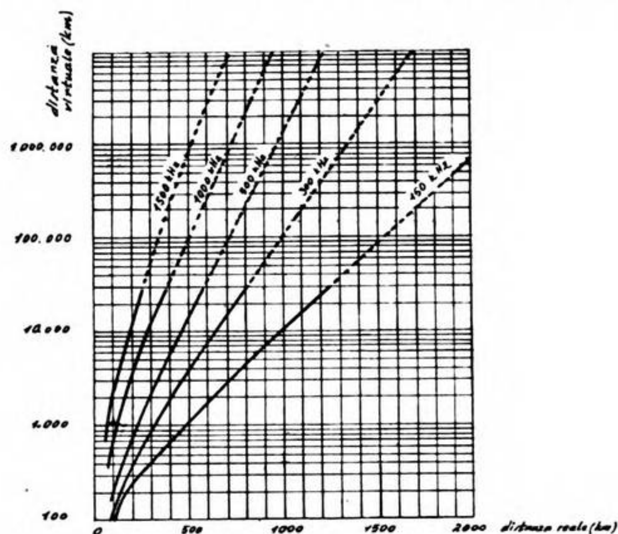


Fig. 3. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-13}$ u. C. G. S. e. m. (= 0,01 siemens/metro) (terreno mediamente conduttore).

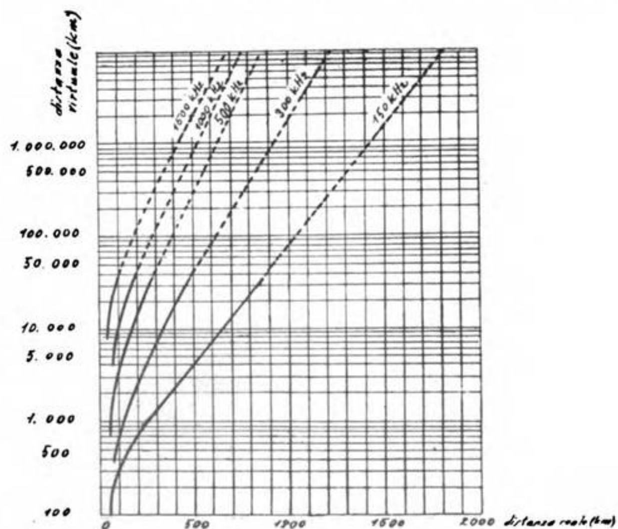


Fig. 4. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-14}$ u. C. G. S. e. m. (= 0,001 siemens/metro) (terreno poco conduttore).

nostro, in quanto il « cavo standard » esiste già, e già vi facciamo riferimento nei nostri calcoli: esso è il percorso svolgentesi su suolo piano e perfettamente conduttore in atmosfera non ionizzata. Si tratterebbe quindi di contrassegnare ciascun percorso mediante

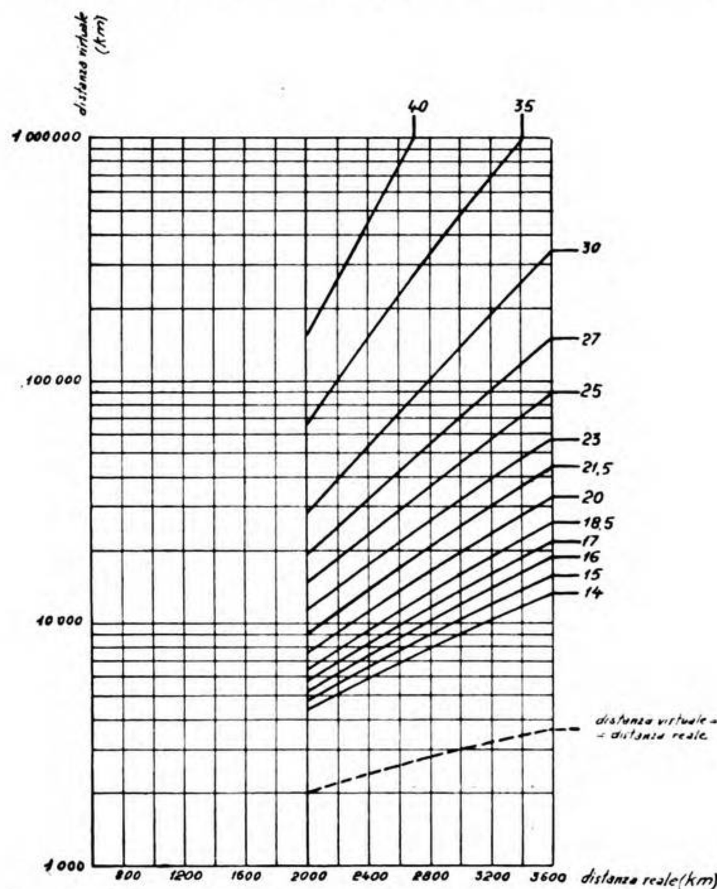


Fig. 5. — Distanza virtuale in funzione della distanza reale da 2000 a 3600 km su percorso indiretto di « grado A » secondo Eckersley. I numeri contrassegnanti le curve rappresentano le lunghezze d'onda.

la distanza che, nelle dette condizioni ideali, l'onda dovrebbe percorrere per subire la stessa attenuazione.

In virtù di quanto abbiamo detto innanzi, nelle condizioni « standard », il campo elettrico è, per qualunque distanza D:

$$F = \frac{E}{D};$$

quindi la distanza virtuale in km, corrispondente ad un percorso reale, che dà al suo termine un campo F', in mV/m per una f.c.m. E all'inizio, è data da:

$$D = \frac{E}{F'}.$$

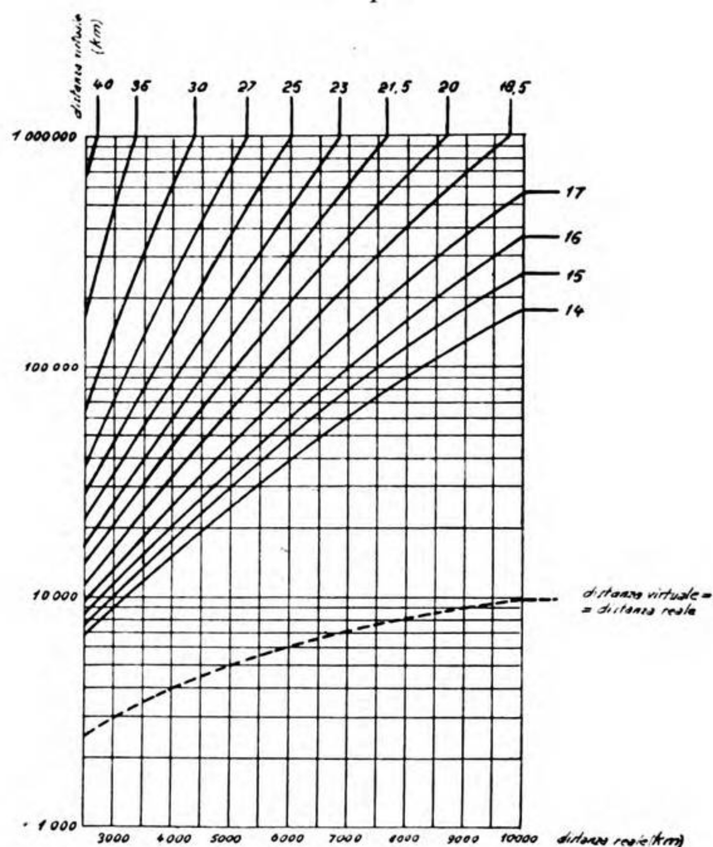


Fig. 6. — Distanza virtuale in funzione della distanza reale da 3000 a 10.000 km su percorso indiretto di « grado A », secondo Eckersley. I numeri contrassegnanti le curve rappresentano le lunghezze d'onda.

Nel caso di 1 kW irradiato circolarmente, si ha:

$$D = \frac{300}{F'} \quad (F' \text{ in mV/m}, D \text{ in km}).$$

Le curve attualmente in uso potrebbero quindi agevolmente trasformarsi, riportando sulle ordinate le distanze virtuali in km invece del campo in mV/m. Con ciò si avrebbe una semplificazione

di impiego, poichè basterebbe dividere il dato della trasmittente, cioè la f.c.m., per il dato del percorso, distanza virtuale, per ottenere senz'altro il campo al termine.

Le fig. 1, 2, 3, 4 rappresentano le note curve del C.C.I.R. per

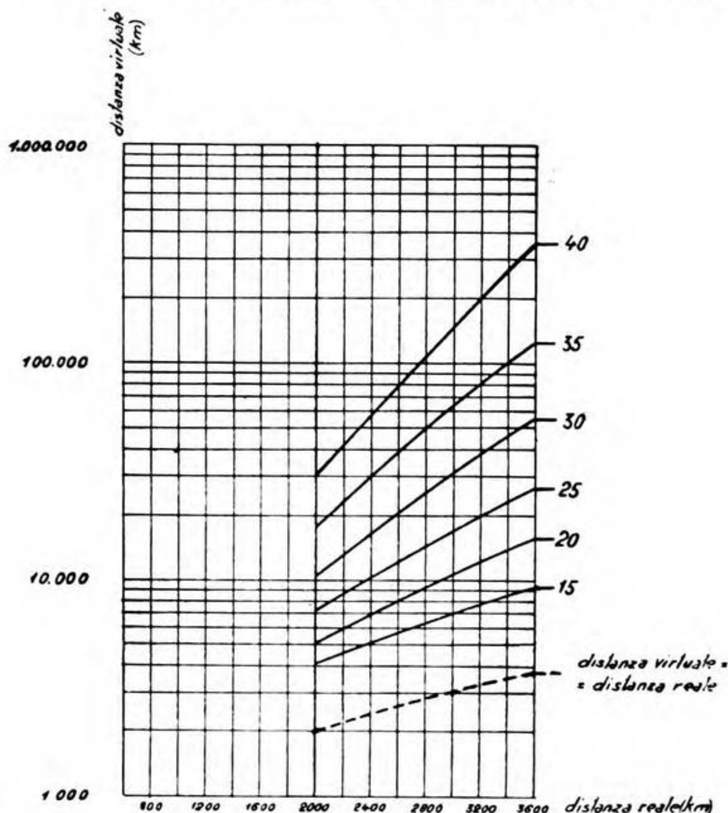


Fig. 7. — Distanza virtuale in funzione della distanza reale da 2000 a 3600 km su percorso indiretto di « grado B » secondo Eckersley. I numeri contrassegnanti le curve rappresentano le lunghezze d'onda.

il raggio diretto (Lisbona, 1934) trasformate in base alle nuove notazioni. La fig. 1 ci dice, ad esempio, che un percorso di 1000 km sul mare (conducibilità $\sigma = 10^{-11}$ unità elettromagnetiche assolute) determina di giorno, nel caso della frequenza di 150 kHz, attenuazione pari a quella di un percorso di 5500 km su suolo piano e conduttore, e che, quindi, una stazione, avente 1000 V di f.c.m. nella direzione del percorso in questione, produce al termine di esso un campo di 1000/5500 = 0,182 mV/m.

Le fig. 5, 6, 7, 8 corrispondono ad un gruppo di curve presentate da Eckersley in occasione della medesima riunione del

C.C.I.R. ([7]), e dànno un esempio di attenuazione su percorso indiretto in condizioni particolari di ionizzazione atmosferica. Anche in queste, come nelle precedenti, le distanze reali sono riportate come ascisse, quelle virtuali come ordinate.

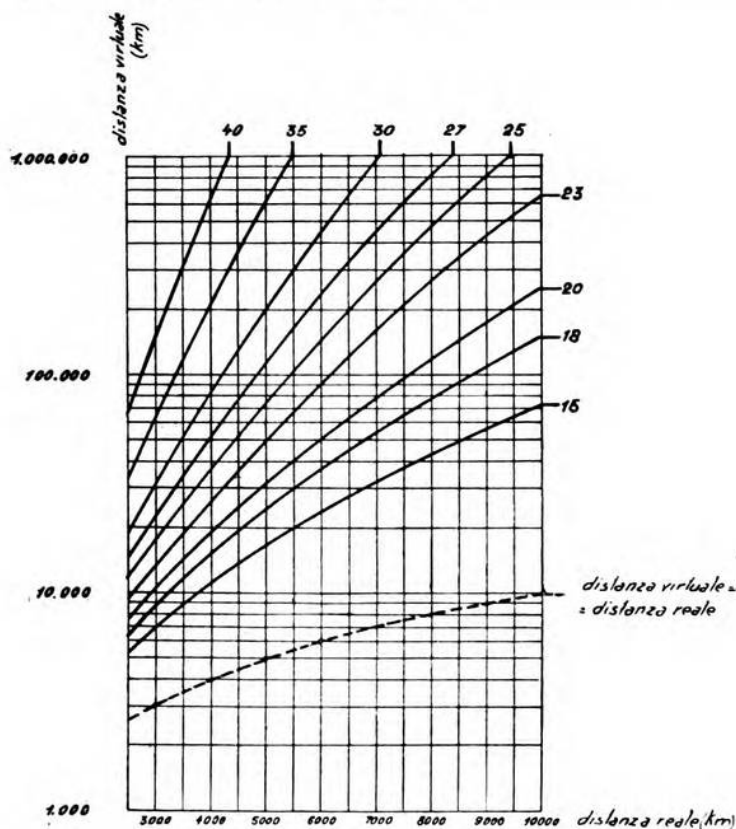


Fig. 8. — Distanza virtuale in funzione della distanza reale da 3000 a 10.000 km su percorso indiretto di « grado B » secondo Eckersley. I numeri contrassegnanti le curve rappresentano le lunghezze d'onda.

5. - Considerazioni conclusive.

Della incertezza, che regna oggi intorno al problema di stimare la portata delle stazioni radio, una parte, purtroppo prevalente, è di per sè insopprimibile, perchè legata alla molteplicità dei fattori, di cui non pochi variabili nel tempo, che influiscono sulla propagazione; ma vi è anche una parte che può essere eliminata mediante una più chiara e diretta esposizione di dati. La proposta

([7]) L. Sacco: Le ultime assemblee internazionali radioelettriche - Boll. R.T.R.E., 1934, XIII, p. 142 e 207.

di introdurre i termini « forza cimomotrice » e « distanza virtuale » mira precisamente a questa eliminazione.

In sostanza non si tratta di introdurre ipotesi nè concetti nuovi, poichè i dati in parola vengono forniti già attualmente, ma per via indiretta. Infatti, chi conosce la potenza irradiata ed il diagramma radiativo, se ne serve precisamente per dedurne la potenza specificamente irradiata nella direzione che interessa, cioè per giungere indirettamente alla forza cimomotrice: tanto vale darla direttamente. E ciò è tanto più logico, in quanto è precisamente la f.c.m. la quantità che noi misuriamo quando controlliamo l'efficenza radiativa di una stazione.

Dire che una stazione ha la potenza di 20 kW in aereo, equivale a dare una idea della mole degli impianti, ma non del campo da essa prodotto nelle varie regioni della terra; il diagramma radiativo ci permette di formarci una idea di tale campo, ma solo dopo aver ripartito, con un procedimento non semplice, nè agevole, la potenza irradiata nei vari settori. Dal sapere invece che la stazione medesima ha 10.000 V di f.c.m. nella direzione nord-sud, 100 nel verso opposto e 1000 nella direzione ortogonale, deduciamo subito che abbiamo probabilità di udirla con circa 1 mV/m a 10.000 km virtuali verso il sud, e che saremo ancora da essa gravemente disturbati a 2000 km virtuali ad est e ad ovest, ed a 200 km a nord.

Il fatto che i costruttori si siano finora limitati a fornire la potenza in aereo si spiega osservando che questa, oltre ad essere la quantità per loro di maggiore interesse ai fini del dimensionamento dei circuiti, è anche di misura relativamente agevole. Il rilievo della f.c.m. è cosa per contro relativamente delicata, ma oggi i misuratori di campo hanno subìto tali perfezionamenti tecnici, che il loro impiego non presenta più alcuna grave incertezza; sembra quindi logico fornire ai radiotecnici il dato che a loro effettivamente interessa.

D'altra parte la calcolazione del campo nelle varie direzioni, e quindi della f.c.m., è una necessità inevitabile nel caso degli aerei direttivi, anche per dedurne la potenza irradiata e quindi quella da fornire all'aereo.

Come grandezza di riferimento nel progetto e nel collaudo delle stazioni, la f.c.m. è senz'altro preferibile alla potenza irradiata, perchè più aderente allo scopo della stazione, che è di attuare determinate possibilità di collegamento e non di consumare un certo numero di kilowatt.

Indubbiamente le nuove parole porteranno un certo ingombro nella terminologia tecnica: se tale ingombro sia o no inconveniente trascurabile di fronte al vantaggio è cosa difficile a prevedere. Può anzi darsi che non valga, almeno per ora, la pena di cambiare metodo, e disturbare una abitudine ormai vecchia di molti anni. Tuttavia non c'è parso ozioso aver messo in evidenza gli inconvenienti della presente situazione ed averne prospettato qualche rimedio.

Roma - Servizio Studi ed Esperienze del Genio.
Reparto II Trasmissioni.

APPENDICE I.

Esempi di calcolo dei fattori α e β.

1°. — Consideriamo il caso di un telaio verticale, di cui le dimensioni siano molto piccole in confronto con la lunghezza d'onda su cui esso è eccitato; assumendo l'asse (orizzontale) del telaio come asse polare ed il piano del telaio come piano equatoriale, il campo dipende solo dalla colatitudine θ (angolo tra la direzione della propagazione e l'asse del telaio) e non dalla longitudine φ. Esso è dato da:

$$F = \frac{240\,\pi^2 N A I_0}{\lambda^2 D} \operatorname{sen} \theta$$

che, ponendo:

$$h'_e = \frac{2\pi N A}{\lambda} \operatorname{sen} \theta = h_e \operatorname{sen} \theta ,$$

diventa:

$$F = \frac{120\,\pi\, h'_e I}{\lambda D} ,$$

come per un'antenna ideale alta h'_e. La f.c.m. sarà quindi:

$$F D = E = \frac{120\,\pi\, h'_e I}{\lambda} .$$

La potenza irradiata risulta:

$$P_r = 160\,\pi^2 \left(\frac{h_e I}{\lambda} \right)^2 ,$$

come per un'antenna ideale alta h_e.

Se dunque si chiama altezza equivalente del telaio la:

$$h_e = \frac{2\pi N A}{\lambda} ,$$

l'altezza radiativa h_r risulta uguale all'altezza equivalente h_e, mentre l'altezza efficace (relativa al campo prodotto) è $h'_e = h_e \operatorname{sen} \theta$.

Si ha dunque $\beta = 1$, $\alpha = \operatorname{sen} \theta$ e quindi:

$$E = \sqrt{90\, P_r} \operatorname{sen} \theta .$$

2°. — Consideriamo ora una coppia di antenne verticali semplici, di cui una alimentata direttamente da una sorgente di alta frequenza ed una seconda funzionante da riflettore, cioè eccitata dal campo prodotto dalla prima. Questo caso è stato trattato dal Rücklin [8], ricavando dapprima la corrente prodotta nel riflettore e quindi componendo gli effetti delle due correnti.

---

[8] R. RÜCKLIN: Gerichtete Rundfunkantennen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIII, p. 22.

Si ottiene alla risonanza:

$$\frac{I_b}{I_a} = \frac{3}{8\pi^2} \cdot \frac{\lambda}{d}\left[\frac{\lambda}{d} + j\left(2\pi - \frac{1}{2\pi}\left(\frac{\lambda}{d}\right)^2\right)\right] e^{j\left(\pi - 2\pi\frac{d}{\lambda}\right)} = f\left(\frac{d}{\lambda}\right).$$

in cui d è la distanza tra riflettore e antenna, λ la lunghezza di onda, I_a e I_b le correnti nell'antenna e nel riflettore.

Il campo in un punto di coordinate sferiche D = distanza, θ = latitudine, φ = longitudine, riferite ad un asse polare verticale passante per il punto di mezzo tra le due antenne e con origine delle longitudini il piano dell'antenna, risulta:

$$F = 120\pi\left(\frac{h\, I_a}{\lambda D}\right)\cos\theta\sqrt{1 + \left(\frac{I_b}{I_a}\right)^2 + 2\left(\frac{I_b}{I_a}\right)\cos\left(\gamma - 2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta\cos\varphi\right)}$$

e la f.c.m. si deduce immediatamente dalla $E = F\,D$.

In questa relazione h è l'altezza geometrica comune delle due antenne (considerate per semplicità come semplici mezzi dipoli hertziani), γ lo sfasamento tra le due correnti I_a e I_b.

L'autore ha pure calcolato la potenza irradiata che risulta:

$$P_r = 160\pi^2\left(\frac{h\, I_a}{\lambda}\right)^2\left[1 + \left(\frac{I_b}{I_a}\right)^2 + 2\left(\frac{I_b}{I_a}\right)\cos\gamma \cdot A\left(\frac{d}{\lambda}\right)\right].$$

in cui:

$$A\left(\frac{d}{\lambda}\right) = 1 - \frac{4}{5}\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 + \frac{6}{35}\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^4 - \frac{16}{345}\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^6 + \ldots .$$

Da quanto abbiamo detto risulta:

$$\alpha = \cos\theta\sqrt{1 + \left(\frac{I_b}{I_a}\right)^2 + 2\left(\frac{I_b}{I_a}\right)\cos\left(\gamma - 2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\theta\cos\varphi\right)} = f_1\left(\frac{d}{\lambda}, \theta, \varphi, \gamma\right)$$

$$\beta^2 = 1 + \left(\frac{I_b}{I_a}\right)^2 + 2\left(\frac{I_b}{I_a}\right)\cos\gamma \cdot A\left(\frac{d}{\lambda}\right) = f_2\left(\frac{d}{\lambda}\right)$$

e la f.c.m. può essere ricavata in funzione della W_r con la consueta espressione:

$$E = \sqrt{90\, P_r}\,\frac{\alpha}{\beta}$$

in cui β dipende solo da γ e da d/λ, mentre α è funzione, oltre che di d/λ, anche di θ, di φ e dello sfasamento γ tra le due correnti.

APPENDICE II.

Diagrammi di resistenza cimomotrice nel piano orizzontale per aerei ad L od a T.

Abbiamo visto che la forza cimomotrice di un semidipolo è, nel piano orizzontale:

$$E = 120\,\pi \frac{h\,I_0}{\lambda}.$$

La resistenza cimomotrice risulta quindi:

$$R_c = \frac{E}{I_0} = 120\,\pi \frac{h}{\lambda}.$$

Per applicare questa formula, è necessario conoscere il fattore di forma degli aerei in esame, in modo da poter dedurre, dall'altezza effettiva, la h del semidipolo equivalente.

A tal fine, ricordiamo la formula che dà la corrente in funzione della distanza dall'inizio in una linea a costanti uniformi, avente l'estremo terminale isolato e quello iniziale connesso alla terra attraverso l'impedenza del trasmettitore Z_t:

$$I_x = \frac{E}{Z_t + Z_a} \cdot \frac{\operatorname{senh} P\,(a - x)}{\operatorname{senh} P\,a}, \tag{6}$$

in cui è E la f.e.m. del trasmettitore, Z_a l'impedenza della linea all'inizio, a la lunghezza della linea, P la costante di propagazione.

Ammettiamo che il nostro aereo ad L od a T possa considerarsi come una linea avente costanti uniformi lungo tutto il suo sviluppo, dall'ingresso in stazione fino al termine del tratto orizzontale: ciò non è rigoroso, ma l'errore non è rilevante. In tale ipotesi, possiamo applicare la [6]; essa ci dà, per $x = 0$:

$$I_0 = \frac{E}{Z_t + Z_a}$$

quindi:

$$I_x = I_0 \frac{\operatorname{senh} P\,(a - x)}{\operatorname{senh} P\,a}.$$

Indichiamo con b la lunghezza del tratto verticale (fig. 9), il fattore di forma è dato da:

$$\alpha = \frac{1}{I_0\,b} \int_0^b I_x\,d\,x = \frac{I_0}{I_0\,b \operatorname{senh} P\,a} \int_0^b \operatorname{senh} P\,(a - x)\,d\,x =$$

$$= \frac{\cosh P\,a - \cosh P\,(a - b)}{P\,b \operatorname{senh} P\,a}.$$

Poichè si ha sempre $R \ll \omega L$ e $G \ll \omega C$, la P può ritenersi eguale a $j\omega\sqrt{LC}$ (L e C induttanza e capacità distribuite lungo l'antenna, R e G rispettivamente resistenza e conduttanza di dispersione unitarie); la α diviene quindi:

$$\alpha = \frac{\cos\left[\omega\sqrt{LC}\,(a - b)\right] - \cos\,(\omega\sqrt{LC}\,a)}{\omega\sqrt{LC}\,b\ \mathrm{sen}\,(\omega\sqrt{LC}\,a)}.$$

Conviene trasformare questa espressione mediante quella dell'onda fondamentale dell'aereo, che è (9):

$$\lambda_0 = 4\,c\sqrt{LC}\,a = K\,a$$

(avendo posto $K = 4\,c\sqrt{LC}$). Si ha:

$$\omega\sqrt{LC}\,b = \frac{2\,\pi\,c}{\lambda}\sqrt{LC}\,b = \frac{\pi}{2}\,K\,\frac{b}{\lambda}\,;$$

poniamo inoltre:

$$m = \frac{b}{a} \quad \mathrm{e} \quad n = \frac{\lambda_0}{\lambda}\,;$$

ne segue:

$$\alpha = \frac{2}{\pi}\,\frac{\cos\frac{\pi}{2}\,n\,(1 - m) - \cos\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}{m\,n\ \mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,m\right)}$$

e quindi (essendo $h = b\,\alpha$ e $\lambda_0 = K\,a$):

$$R_c = 120\,\pi\,\frac{b\,\alpha}{\lambda} = \frac{4}{K}\,60\,\frac{\cos\frac{\pi}{2}\,n\,(1 - m) - \cos\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}{\mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}.$$

Di questa relazione ci siamo serviti per tracciare un gruppo di curve (fig. 9) che dànno la R_c in funzione di λ_0/λ, per i valori di m che più spesso si incontrano in pratica.

Quando l'antenna è eccitata su onde più corte del quadruplo della sua lunghezza totale ($\lambda_0/\lambda > 1$), il ventre di corrente non capita più alla presa di terra. In questo caso può convenire riferirsi non più alla corrente nella presa di terra ma a quella nel ventre; la R_c

---

(9) L. Sacco: Sul fattore di forma delle antenne radiotelegrafiche - Boll. R.T.R.E., 1933, XII, p. 247.

va allora moltiplicata per sen $(\pi\, n/2)$; a tale caso corrispondono le linee tratteggiate.

Dalle curve in fig. 9 è possibile ricavare agevolmente la resistenza radiativa (le cui curve sono riportate in fig. 10), purchè ci si

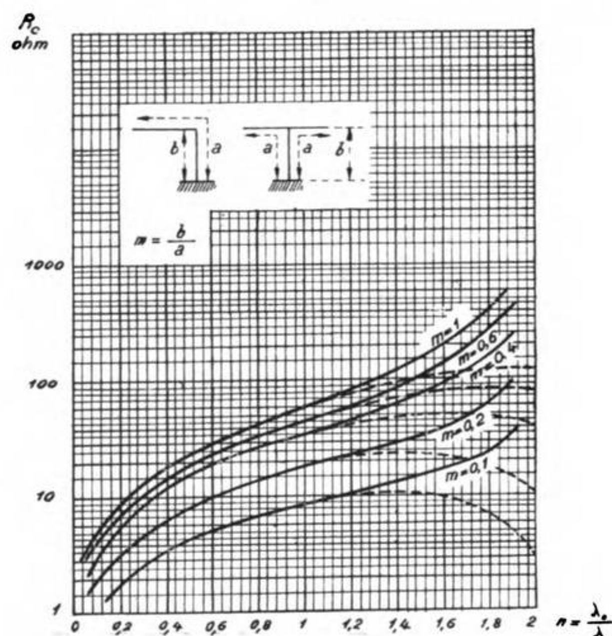


Fig. 9. — Resistenza cimomotrice nel piano orizzontale di un aereo ad L od a T in funzione di λ_0/λ per diversi valori di m. Nelle curve continue la resistenza è riferita alla corrente all'ingresso in stazione; nelle curve a tratti è invece riferita alla corrente nel ventre.

limiti ai valori di $\lambda_0/\lambda < 1$ per i quali il fattore di forma α non differisce di molto da β. Per tali valori si può scrivere:

$$R_i = \frac{W_i}{I^2_0} = 160\,\pi \cdot \left(\frac{b\,\alpha}{\lambda}\right)^2$$

e quindi:

$$R_i = \frac{R_c^2}{90}.$$

Per $\lambda_0/\lambda > 1$, l'ammissione $\alpha \cong \beta$ non è più lecita, il calcolo della R_i presenta quindi notevoli difficoltà. I valori ottenuti dai vari autori non sono tutti perfettamente in accordo: ad esempio, per il caso $m = 1$, $n = 2$ (eccitazione in mezza onda di un aereo sem-

plice verticale), che è il più semplice e noto, sono stati trovati 97,4 ohm da Lewin e Young e 103 ohm da Ballantine, mentre la $R_c^2/90$ darebbe 120 ohm (per $K = 4$). Per tener conto di questa circostanza,

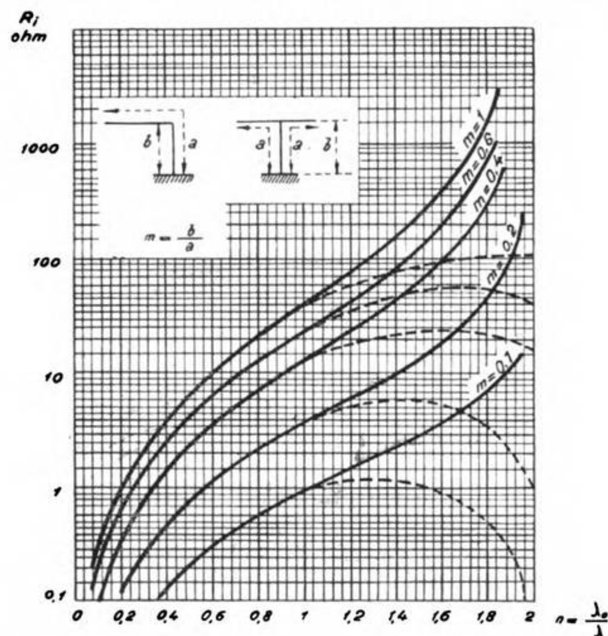


Fig. 10. — Resistenza radiativa di un aereo ad L od a T in funzione di λ_0/λ per diversi valori di m. I valori dati dalle curve devono essere moltiplicati per $16/k^2$ essendo $k = \lambda_0/\lambda$. Nelle curve continue la resistenza è riferita alla corrente all'ingresso in stazione; nelle curve a tratti è invece riferita alla corrente nel ventre.

i valori dedotti dalla $R_c^2/90$ in corrispondenza di $\lambda_0/\lambda > 1$, sono riportati un poco diminuiti; ciò equivale in sostanza a tener conto degli sfasamenti con cui gli effetti dei diversi elementi della corrente d'antenna giungono nelle direzioni diverse dalla orizzontale.

SUL FUNZIONAMENTO DEL TRIODO (APPUNTI DIDATTICI)

UGO RUELLE

Si espone una trattazione teorica unitaria, approssimativa, assai semplice, del funzionamento del triodo. Il tubo vi è esaminato in relazione con i principali sistemi di circuiti, che, nella pratica radiotecnica, vengono adoperati per utilizzarne le attitudini. Lo studio è stato svolto a scopo didattico.

1. - Premessa.

La pratica dell'insegnamento dimostra, che uno dei più gravi ostacoli alla giusta comprensione di un gruppo di fenomeni interdipendenti è spesso costituito da una trattazione non uniforme di essi.

Un difetto del genere è manifesto in molti libri, che trattano della teoria e delle applicazioni dei tubi termoionici. Le varie attitudini di essi tubi, ad amplificare , a rivelare ed a produrre oscillazioni, vi appariscono come sostanzialmente diverse, e sono giustificate e spiegate con metodi, che richiedono da parte di chi studia uno sforzo di memoria pregiudizievole per la chiarezza.

Già esistono trattazioni unitarie, anche pregevoli (1), che sembrano tuttavia più laboriose di quanto, nei casi elementari ordinari, possa essere giustificato dal grado di coincidenza fra previsioni teoriche e risultati sperimentali.

Nell'intendimento di raggiungere una bastevole uniformità, con i modesti mezzi matematici riconosciuti sufficienti nella pratica, si è sviluppato un tipo di trattazione, che viene qui esposto in forma succinta, e che sembra aver dato buoni risultati nei corsi di insegnamento, per i quali è stato concepito (2).

Per semplicità di esposizione, e perchè è quasi sempre possibile ricondurre il funzionamento di un tubo a più di tre elettrodi a quello di uno o più triodi, in quanto segue si considera soltanto il classico « audion » di de Forest.

2. - Generalità.

Le variabili del triodo sono:

la tensione anodica V_a (riferita al catodo o filamento), che considereremo somma di una tensione continua V_{a0} e di una tensione variabile v_a;

(1) Ad esempio: F. B. LLEWELLYN: Operation of Thermoionic Vacuum Tube Circuits - Bell S.T.J., 1926, V, p. 438.

(2) Corsi destinati agli Ufficiali della R. Marina, che si specializzano nei Servizi delle Comunicazioni.

la corrente anodica I_a, anch'essa uguale alla somma di una I_{a0} e di una i_a:

la tensione di griglia (riferita anch'essa al catodo) $V_g = V_{g0}+v_g$;

la corrente di griglia $I_g = I_{g0} + i_g$.

I principali parametri del triodo sono:

il coefficiente di amplificazione interna μ, definito come il rapporto tra l'efficacia del potenziale della griglia e la efficacia del potenziale dell'anodo nel determinare il valore della corrente anodica: in valore assoluto, $\mu = \Delta V_a/\Delta V_g$ per I_a costante;

la resistenza interna R_a, definita come la resistenza (dinamica) che il circuito anodico presenta per piccole variazioni del potenziale della placca: essa è misurata dal rapporto $\Delta V_a/\Delta I_a$, con V_g costante.

Nei triodi normali il valore di μ è compreso tra alcune unità ed alcune diecine di unità. In teoria ed in base a determinate ipotesi dovrebbe essere costante per un dato tubo; in pratica non è del tutto indipendente dai valori delle tensioni della griglia e della placca.

La R_a dipende, come il μ, dalle dimensioni e dalla posizione relativa degli elettrodi. Essa è, di solito, molto elevata in corrispondenza dei piccoli valori della I_a; al crescere di questa diminuisce gradualmente, per assumere un valore minimo, che rimane praticamente costante entro un campo assai vasto di valori delle variabili. Questo valore minimo, che è quello generalmente indicato dai costruttori, è, nei triodi normali, compreso tra alcune migliaia ed alcune diecine di migliaia di ohm.

In vista degli scopi che ci proponiamo, riterremo, volta per volta, μ ed R_a costanti entro determinati campi delle variabili.

Supposta invariata l'attitudine del catodo ad emettere elettroni, il triodo è un apparecchio a tre morsetti, la cui funzione « si rivela nel costituire due legami fra le quattro variabili V_a, V_g, I_a, I_g, così che due sole di esse possono considerarsi come variabili indipendenti » ([3]). Nella pratica, anche perchè ciò corrisponde a quello che di solito si può fare (inserzione di sorgenti di forza elettromotrice tra i morsetti griglia-filamento e tra i morsetti placca-filamento) si usa considerare come tali le due tensioni V_a e V_g. Il sistema costituito dalle due « equazioni di funzionamento » del triodo assume perciò la forma generica:

$$\begin{cases} I_a = \varphi_1 (V_a, V_g) \\ I_g = \varphi_2 (V_a, V_g). \end{cases}$$

« Per analogia con le denominazioni adottate in ogni ramo dell'elettrotecnica, queste equazioni possono chiamarsi equazioni o (secondo i concetti della geometria analitica) superficie *caratteristiche* dello stato dell'audion » ([4]).

Le due famiglie di curve, con le quali si possono rappresentare, sono chiamate « caratteristiche statiche ». Nelle fig. 1 e 2 sono ripor-

---

([3]) G. VALLAURI: Convertitori statici di corrente elettrica - L'Elettrot., 1926, XIII, p. 182, 205, 230; e Pubbl. R.I.E.C., 1926, 35.

([4]) G. VALLAURI: Sul funzionamento dei tubi a vuoto a tre elettrodi (audion), usati nella radiotelegrafia - L'Elettrot., 1917, IV, p. 43, 63; e Pubbl. R.I.E.C., 1917, 1.

tati, rispettivamente, un esempio di caratteristiche $I_a = f(V_g)$ per V_a costante ed un esempio di caratteristiche $I_a = f(V_a)$ per V_g costante (linee a tratto pieno).

Preso a sè, il triodo è dunque un sistema con due gradi di libertà. Se si stabilisce un vincolo esterno fra le variabili, sotto la forma, ad esempio, di un legame fra le due tensioni $V_a = f(V_g)$ (caso particolare, ad esempio, V_a = costante) e in genere sotto la forma di una relazione fra le variabili stesse, il sistema si riduce ad un grado di libertà; soltanto una delle quattro variabili può essere cioè assunta come indi-

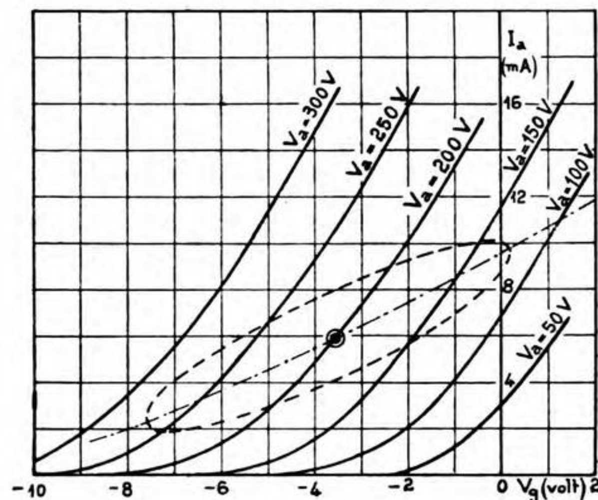


Fig. 1. — A tratto continuo: caratteristiche statiche di un triodo [$I_a = f(V_g)$ per V_a costante].
A tratti e punti: caratteristica dinamica dello stesso (E_{ao} = 320 volt , R_e = 20.000 ohm).
A tratti: altra caratteristica dinamica (E_{ao} = 285 volt , R_e = 14.100 ohm , X_e = + 14.100 ohm , V_g = — 3,6 + 3,9 sen ωt volt).

pendente, e le altre risultano quindi esprimibili in funzione di essa sola. Se si considera V_g come tale, si ha, in particolare:

$$I_a = \psi(V_g).$$

Le caratteristiche che rappresentano leggi di dipendenza di questo tipo si sogliono chiamare « caratteristiche dinamiche ».

Nelle fig. 1 e 2 è segnata, a titolo di esempio, a tratti e punti, la caratteristica dinamica, che permette di ottenere i valori di I_a, quando, essendo inserite nel circuito anodico una sorgente di f. e. m. (E_{a0}) di 320 volt ed una resistenza ohmica R_e del valore di 20.000 ohm, si faccia variare comunque la tensione di griglia.

Nelle stesse figure, a tratti, è segnata la caratteristica dinamica, per una tensione di griglia $V_g = V_{g0} + v_g$ = — 3,6 + 3,9 sen ωt volt, con

$E_{a0} = 285$ volt ed una impedenza anodica esterna z_e costituita da resistenza R_e di 14.100 ohm e da reattanza induttiva X_e di 14.100 ohm (fattore di potenza 0,705).

Se nel sistema ridotto ad un grado di libertà si stabilisce un altro vincolo, non è più possibile una variazione continua delle condizioni di funzionamento, e queste si riducono ad una o più a seconda del numero di soluzioni del sistema formato dalle due condizioni di vincolo e dalle due equazioni del triodo. Se invece, restando uno solo il vincolo, si fissa il valore, che, in corrispondenza di ciascun istante, assume l'unica variabile rimasta indipendente, resta definito l'andamento nel tempo dei valori delle altre tre, resta cioè definito il funzionamento del com-

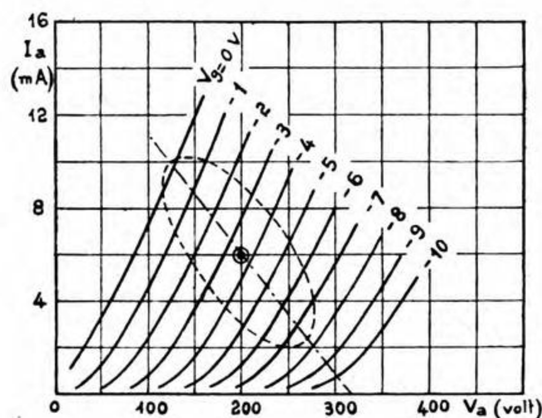


Fig. 2. — A tratto continuo: caratteristiche statiche di un triodo [$I_a = f\ (V_a)$ per V_g costante].
A tratti e punti: caratteristica dinamica dello stesso ($E_{ao} = 320$ volt , $R_e = 20.000$ ohm).
A tratti: altra caratteristica dinamica ($E_{ao} = 285$ volt , $R_e = 14.100$ ohm , $X_e = +\ 14.000$ ohm , $V_g = -\ 3{,}6 + 3{,}9$ sen ωt volt).

plesso costituito dal triodo e dai circuiti ad esso collegati in funzione della variabile indipendente « tempo » così introdotta.

Chiameremo « sistema caratteristico » di un particolare complesso, il sistema costituito dalle due « equazioni di funzionamento » del triodo, dalla equazione di vincolo e dalla relazione che introduce la variabile « tempo ».

Mostreremo che, caso per caso, una volta definito tale sistema caratteristico, è facile dedurre il funzionamento del complesso al quale esso si riferisce, e trarre i dati quantitativi, che possono interessare.

3. - Il triodo come amplificatore.

A) *Amplificatore di classe A*. — Si ammette di operare in una zona delle caratteristiche statiche in cui I_a vari linearmente, sia rispetto a V_a, sia rispetto a V_g. Si ammette cioè $\mu = \text{cost.}$, $R_a = \text{cost.}$ Come

è noto, la corrente anodica è allora esprimibile mediante la equazione di Vallauri:

[1] $$I_a = \frac{1}{R_a}(V_a + \mu V_g) + I_0 ,$$

nella quale I_0, che può facilmente essere dedotta dalle caratteristiche statiche, è la distanza dall'origine del punto in cui il piano rappresentato dalla [1] incontra l'asse delle correnti (5).

Consideriamo lo schema rappresentato nella fig. 3. Siano

$$z_e = R_e + j X_e \quad \text{e} \quad v_g = E_g \operatorname{sen} \omega t.$$

Per l'insieme delle ipotesi fatte, le componenti variabili sono tutte alternative sinusoidali di pulsazione ω; ne indicheremo con $\overline{V}$, $\overline{I}$, $\overline{E}$ i vettori rappresentativi.

Il sistema caratteristico dell'amplificatore di classe A assume la forma:

$$\left\{\begin{aligned} I_a &= I_{a0} + \overline{I}_a = \frac{1}{R_a}[V_{a0} + \overline{V}_a + \mu(V_{g0} + \overline{V}_g)] + I_0 \\ I_g &= \varphi_2 (V_a , V_g) \\ V_a &= V_{a0} + \overline{V}_a = V_{a0} - z_e \overline{I}_a \\ V_g &= V_{g0} + \overline{V}_g = V_{g0} + \overline{E}_g . \end{aligned}\right.$$

Limitandoci alla considerazione delle componenti variabili si ha:

$$\left\{\begin{aligned} \overline{I}_a &= \frac{1}{R_a}(\overline{V}_a + \mu \overline{V}_g) \\ \overline{I}_g &= \varphi_2 (\overline{V}_a , \overline{V}_g) \\ \overline{V}_a &= -z_e \overline{I}_a \\ \overline{V}_g &= \overline{E}_g \end{aligned}\right.$$

e quindi:

[2] $$\frac{\overline{V}_a}{\overline{V}_g} = -\frac{\mu}{1 + \dfrac{R_a}{z_e}} .$$

Questa è la nota formula, che permette di calcolare il « coefficiente di amplificazione » di uno « stadio di amplificazione » di classe A. Se,

---

(5) Giova ricordare che l'uso della [1] è legittimo soltanto nei limiti in cui il piano che essa rappresenta coincide praticamente con la superficie caratteristica $I_a = \varphi_1 (V_a , V_g)$. Se, come sarà fatto anche in seguito nel corso di questo studio, si ammette di estenderne il campo di validità al di fuori di tali limiti, occorre esser certi che gli errori, che in tal modo si introducono, non falsino sostanzialmente i risultati ai quali si perviene.

nello schema della fig. 3, al posto della z_e si pone una resistenza, oppure una reattanza, od un circuito a risonanza di tensione, ovvero il circuito equivalente di un trasformatore, si rappresentano i principali tipi di amplificatori usati nella pratica. Per mezzo della [2] è possibile prevedere e studiare il funzionamento di ciascuno di essi.

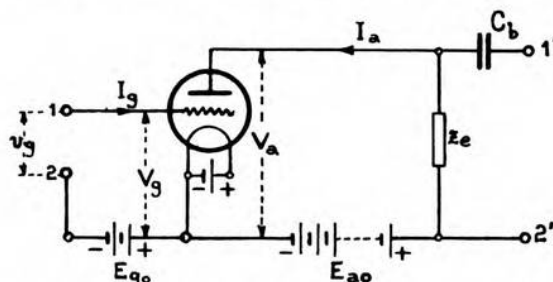


Fig. 3. — Schema di principio di amplificatore a triodo.

B) *Amplificatori di classe B e classe C.* — Consideriamo il caso di una forza elettromotrice sinusoidale $e_g = E_g \operatorname{sen} \omega t$ applicata fra i morsetti 1–2 (fig. 4) del circuito di griglia. Le tensioni continue V_{a0} e V_{g0} siano regolate in modo tale, che la corrente anodica, anzichè

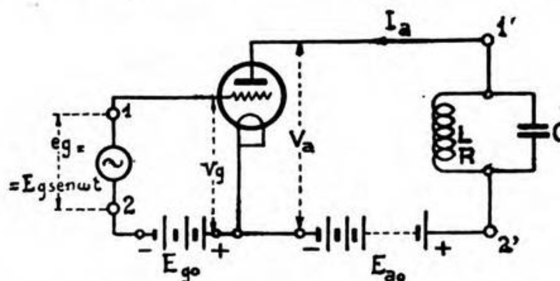


Fig. 4. — Schema di principio di amplificatore a triodo, con impedenza anodica costituita da circuito a risonanza di tensione.

esistere sempre (come nel caso dell'amplificatore di classe A), si manifesti soltanto durante una porzione τ, più o meno lunga, del semiperiodo $T/2$, in cui la e_g è positiva. Si indichi con 2θ la misura angolare di quella porzione del semiperiodo ($\theta = \pi\tau/T$); se (caso limite) $2\theta = \pi$, si ha l'amplificatore di classe B; se 2θ è minore di π, si ha l'amplificatore di classe C. (Alcuni autori usano parlare anche di amplificatore di classe AB, per $\pi < 2\theta < 2\pi$).

Si ammette che la equazione di Vallauri:

$$I_a = \frac{1}{R_a}(V_a + \mu V_g) + I_0$$

sia valida anche per valori di I_a piccolissimi ma positivi; mentre per tutti i sistemi di valori per cui l'equazione darebbe $I_a < 0$ si pone $I_a = 0$. Si ammette cioè che le caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$ al pari di quelle $I_a = f(V_g)$ si mantengano rettilinee fino ad incontrare l'asse delle ascisse, e si adagino poi su questo. In altre parole si attribuisce, per esempio alla famiglia di curve $I_a = f(V_g)$ per V_a = costante, un andamento « stilizzato » del tipo di quello rappresentato nella fig. 5, invece di quello « reale » rappresentato nella fig. 1. L'esperienza ha mostrato, che, per scopi pratici, nel caso che consideriamo, questa approssimazione è, in generale, lecita.

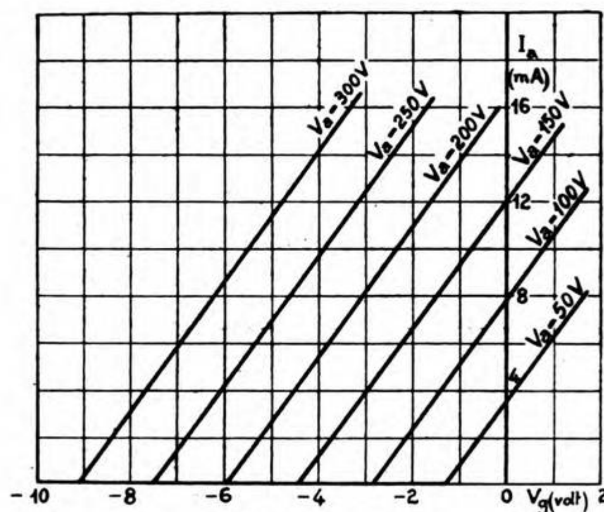


Fig. 5. — Forma attribuita alle caratteristiche statiche della fig. 1, per trattazioni analitiche approssimative.

Con tale ammissione, e se il valore della tensione istantanea di griglia non supera mai i 7÷8 decimi del contemporaneo valore della tensione anodica, i guizzi della corrente di placca possono essere ritenuti elementi di sinusoide; la I_a assume cioè la forma rappresentata nella fig. 6. Sviluppandone la espressione:

$$I_a = \frac{I_{a\max}}{1 - \cos\theta} (\operatorname{sen} \omega t - \cos\theta)$$

(valevole per i soli valori di ωt che rendono I_a positiva) in serie di Fourier, si ottiene:

$$I_a = I_{a0} + I_{a1} \operatorname{sen} \omega t + \ldots\ldots =$$

$$= I_{a\max} \cdot \frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} + I_{a\max} \cdot \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \operatorname{sen} \omega t + \ldots$$

Il circuito oscillatorio inserito fra i morsetti 1′–2′ (fig. 4) è accordato sulla pulsazione ω; esso si comporta quindi (6) come una resistenza $R_e = L/(RC)$ nei riguardi della prima armonica I_{a1} sen ωt di I_a, e come una impedenza che può considerarsi trascurabile nei riguardi

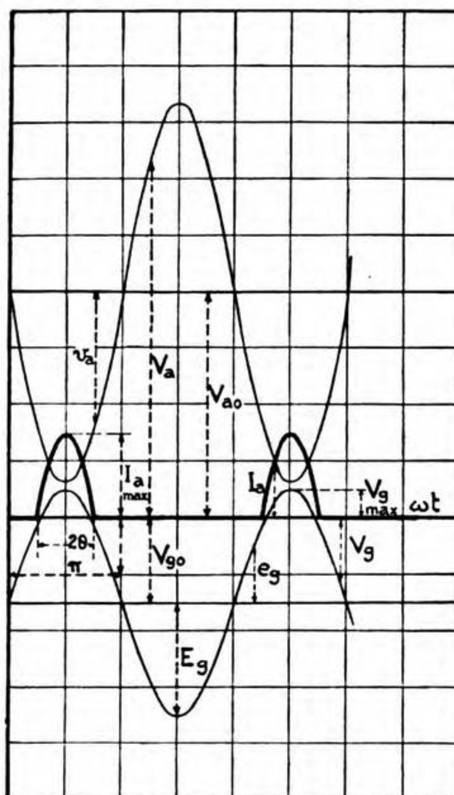


Fig. 6. — Rappresentazione schematica dell'andamento delle correnti e delle tensioni, in un triodo inserito in stadio di amplificazione di classe C.

delle altre armoniche. La componente variabile della tensione anodica (fig. 6) è dunque:

$$v_a = -R_e\, I_{a1} \text{ sen } \omega t = -R_e\, I_{a\max} \cdot \frac{\theta - \text{sen } \theta \cos \theta}{\pi\,(1 - \cos \theta)} \text{ sen } \omega t.$$

Con la approssimazione già accettata, è possibile determinare il

(6) Se, come di solito accade, il valore di R è assai piccolo di fronte ad ωL e ad $1/(\omega C)$.

valore di $I_{a\,max}$, scrivendo l'equazione di Vallauri per due valori particolari di ωt:

$$\omega t = \frac{\pi}{2} \quad \text{ed} \quad \omega t = \frac{\pi}{2} \pm \theta \quad \text{(fig. 6)}.$$

Si ha:

$$[3] \quad \begin{cases} I_{a\,max} = \dfrac{1}{R_a}\left[\left(V_{a0} - R_e I_{a\,max} \dfrac{\theta - \text{sen}\,\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}\right) + \mu(V_{g0}+E_g)\right] + I_0 \\ 0 = \dfrac{1}{R_a}\left[\left(V_{a0} - R_e I_{a\,max} \dfrac{\theta - \text{sen}\,\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}\cos\theta\right) + \right. \\ \qquad \left. + \mu(V_{g0} + E_g\cos\theta)\right] + I_0 \end{cases}$$

dalle quali si ricava:

$$I_{a\,max} = \frac{\pi\mu E_g (1-\cos\theta)}{\pi R_a + (\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta) R_e}$$

e quindi:

$$I_{a1} = \frac{\mu E_g (\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}.$$

Le [3] permettono anche di ricavare il valore, che deve essere assegnato alla tensione continua di griglia:

$$V_{g0} = -\frac{1}{\mu}\left[V_{a0} + \mu E_g \cos\theta\left(1 - \frac{R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}\right) + \right. \\ \left. + R_a I_0\right].$$

Il sistema caratteristico del caso in esame è dunque:

$$[4] \quad \begin{cases} I_a = \dfrac{\mu E_g(\text{sen}\,\theta - \theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\cos\theta)} + \dfrac{\mu E_g(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\cos\theta)}\,\text{sen}\,\omega t + \ldots \\ I_g = \varphi_2(V_a, V_g) \\ V_a = V_{a0} - \dfrac{R_e \mu E_g(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}\,\text{sen}\,\omega t \\ V_g = -\dfrac{1}{\mu}\left[V_{a0} + \mu E_g\cos\theta\left(1 - \right.\right. \\ \qquad \left.\left. - \dfrac{R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}\right) + R_a I_0\right] + E_g\,\text{sen}\,\omega t. \end{cases}$$

Il rapporto fra la tensione alternativa disponibile ai morsetti 1'–2' (fig. 4) e quella applicata ai morsetti 1–2 è (trascurando la reattanza del condensatore C_b):

[5] $$\frac{v_a}{e_g} = -\frac{\mu R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}{\pi R_a + R_e(\theta - \text{sen}\,\theta\,\cos\theta)}.$$

Nel caso particolare in cui sia $\theta = \pi/2$ (amplificatore di classe B), il sistema [4] diviene:

[6] $$\begin{cases} I_a = \dfrac{2}{\pi}\cdot\dfrac{\mu E_g}{2\,R_a + R_e} + \dfrac{\mu E_g}{2R_a + R_e}\,\text{sen}\,\omega t + \ldots \\ I_g = \varphi_2(V_a\,,\,V_g) \\ V_a = V_{a0} - \dfrac{R_e\,\mu\,E_g}{2\,R_a + R_e}\,\text{sen}\,\omega t \\ V_g = -\dfrac{1}{\mu}(V_{a0} + R_a\,I_0) + E_g\,\text{sen}\,\omega t \end{cases}$$

ed il rapporto fra la tensione alternativa di uscita e quella di entrata:

$$\frac{v_a}{e_g} = -\frac{\mu\,R_e}{2\,R_a + R_e}.$$

La prima equazione del sistema [6] mette in luce una delle più interessanti proprietà di questo tipo di amplificatore: il rapporto di semplice proporzionalità fra l'ampiezza E_g della tensione variabile applicata alla griglia e l'ampiezza I_{a1} della prima armonica della I_a:

$$I_{a1} = \frac{\mu\,E_g}{2\,R_a + R_e}.$$

A prima vista si potrebbe credere che questa proprietà si estenda anche all'amplificatore di classe C, perchè la prima armonica di I_a, nella prima equazione delle [4], è lineare rispetto ad E_g. Ma si deve notare che se V_{g0} è mantenuto costante, l'angolo θ è a sua volta funzione di E_g, così che la legge di dipendenza dell'ampiezza della prima armonica dall'ampiezza di E_g risulta in questo caso assai più complessa.

Se si pone $\theta = \pi$ si ha l'amplificatore di classe A, e di nuovo si ottiene, dalla [5], la relazione [2], già ottenuta per altra via:

$$\frac{v_a}{e_g} = -\frac{\mu\,R_e}{R_a + R_e}.$$

4. - Rivelazione.

A) *Rivelazione per curvatura della caratteristica anodica.* — Supponiamo di operare nella zona in cui le caratteristiche (reali) della I_a in funzione di V_g e quindi anche quelle in funzione di V_a sono curvilinee e di applicare alla griglia una piccola tensione sinusoidale:

$$\Delta e_g = \Delta E_g\,\text{sen}\,\omega t.$$

Nella ipotesi di una impedenza esterna puramente ohmica (fig. 3: $z_e = R_e$) il sistema caratteristico può essere scritto con sufficiente approssimazione:

$$[7]\quad \begin{cases} I_a = I_{a0} + \Delta I_a = I_{a0} + \dfrac{\partial I_a}{\partial V_g}\Delta e_g + \dfrac{\partial I_a}{\partial V_a}\Delta V_a + \\ \quad + \frac{1}{2}\left[\dfrac{\partial^2 I_a}{\partial V^2_g}(\Delta e_g)^2 + 2\dfrac{\partial^2 I_a}{\partial V_g\,\partial V_a}\Delta e_g\,\Delta V_a + \dfrac{\partial^2 I_a}{\partial V^2_a}(\Delta V_a)^2\right] \\ I_g = \varphi_2(V_a, V_g) \\ V_a = V_{a0} + \Delta V_a = V_{a0} - R_e \Delta I_a \\ V_g = V_{g0} + \Delta e_g = V_{g0} + \Delta E_g \operatorname{sen} \omega t\,. \end{cases}$$

Data la prestabilita piccolezza di ΔE_g, è lecito ritenere $\partial I_a / \partial V_a$ costante nell'intervallo che interessa, ed uguale all'inverso della R_a, misurata nel punto V_{a0}, V_{g0}. Il valore medio ΔI_{a0} della ΔI_a risulta allora:

$$[8]\qquad \Delta I_{a0} = \frac{(\Delta E_g)^2}{4} \cdot \left(\frac{\partial^2 I_a}{\partial V^2_g}\right)_{V_g = V_{g0}} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_e}\,.$$

ΔI_{a0} è una nuova componente continua della I_a, che si sovrappone alla preesistente I_{a0}, per effetto della Δe_g.

L'azione rivelatrice consiste appunto nella comparsa di questa *nuova componente continua* nel circuito anodico, per effetto della applicazione di una forza elettromotrice *alternativa* nel circuito di griglia. Come la [8] mostra, l'efficacia di tale azione rivelatrice dipende direttamente dalla seconda derivata della caratteristica $I_a = f(V_g)$ per $V_a =$ costante, nel punto attorno al quale si opera.

B) *Rivelazione per curvatura della caratteristica di griglia.* — Si consideri lo schema rappresentato nella fig. 7. In assenza della:

$$\Delta e_g = \Delta E_g \operatorname{sen} \omega t$$

la corrente ed il potenziale della griglia si stabilizzano, rispettivamente, sui valori $I_g = I_{g0}$ e $V_g = V_{g0} = - R_{ge} I_{g0}$. Nella condizione di equilibrio, la differenza di potenziale tra la griglia e il filamento è molto piccola; il valore della R_{ge} è, di solito, dell'ordine del megaohm. Quando viene applicata la Δe_g, si ha nella fase iniziale erogazione di corrente pulsativa nel circuito di griglia; questa corrente pulsativa carica ulteriormente il condensatore C_g nel senso indicato in figura e fa sì che sulle armature di esso si localizzi una nuova differenza di potenziale, la quale è tanto meno fluttuante e tanto più vicina al valor massimo ΔE_g della Δe_g, quanto più elevati sono i valori della C_g e della R_{ge}. Poichè quando cresce il valore del prodotto $C_g R_{ge}$ diminuisce la prontezza con la quale il circuito può variare le sue condizioni di regime, i valori che si scelgono per C_g ed R_{ge} rappresentano nei casi pratici un compromesso tra le doti di efficacia (massima possibile percentuale di ΔE_g appli-

cata « effettivamente » tra la griglia ed il catodo, cioè grandi valori di capacità e di resitenza) e quelle di prontezza (piccola costante di tempo, cioè piccoli valori di capacità e di resistenza).

Supponiamo di operare in una zona nella quale le caratteristiche

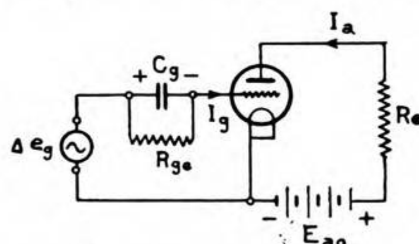


Fig. 7. — Schema di principio del rivelatore a triodo, che utilizza la curvatura della caratteristica di griglia.

della I_a sono rettilinee e quelle della I_g curvilinee e trascuriamo la reattanza $1/(\omega\, C_g)$ del condensatore C_g; il sistema caratteristico assume la o rma:

$$[9]\quad \left\{\begin{aligned} & I_a = I_{a0} + \Delta I_a = \frac{1}{R_a}(V_a + \mu V_g) + I_0 \\ & I_g = I_{g0} + \Delta I_g = I_{g0} + \frac{\partial I_g}{\partial V_g}\Delta V_g + \frac{\partial I_g}{\partial V_a}\Delta V_a + \\ & \quad + \frac{1}{2}\left[\frac{\partial^2 I_g}{\partial V^2_g}(\Delta V_g)^2 + 2\frac{\partial^2 I_g}{\partial V_g\,\partial V_a}\Delta V_g\,\Delta V_a + \frac{\partial^2 I_g}{\partial V^2_a}(\Delta V_a)^2\right] \\ & V_a = V_{a0} - R_e \Delta I_a \\ & V_g = V_{g0} - \Delta V_g = - R_{ge} I_{g0} - R_{ge}\Delta I_{g0} + \Delta e_g \,. \end{aligned}\right.$$

Il valore medio ΔI_{g0} della corrente ΔI_g, che si sovrappone alla corrente di griglia di riposo I_{g0}, è praticamente esprimibile mediante la relazione:

$$\Delta I_{g0} = \frac{(\Delta E_g)^2}{4} \cdot \frac{\partial^2 I_g}{\partial V^2_g} \cdot \frac{1}{1 + R_{ge}\dfrac{\partial I_g}{\partial V_g}}\,.$$

La variazione ΔI_{g0} del valor medio della corrente di griglia provoca una variazione $- R_{ge}\Delta I_{g0}$ del valor medio $- R_{ge} I_{g0}$ del potenziale di griglia, e quindi una variazione ΔI_{a0} del valore della corrente anodica, di riposo I_{a0}, che, in base alla prima equazione del sistema, è data da:

$$\Delta I_{a0} = \frac{1}{R_a}(- R_e \Delta I_{a0} - \mu R_{ge} \Delta I_{g0})$$

e quindi espressa da:

$$[10] \quad \Delta I_{a0} = -\mu \frac{R_{ge}}{R_e + R_a} \Delta I_{g0} =$$

$$= -\mu \frac{R_{ge}}{R_e + R_a} \cdot \frac{(\Delta E_g)^2}{4} \cdot \frac{\partial^2 I_g}{\partial V^2_g} \cdot \frac{1}{1 + R_{ge} \dfrac{\partial I_g}{\partial V_g}} .$$

Si ha dunque, come nel caso esaminato precedentemente, la comparsa di una *nuova componente continua* nel circuito anodico, quale effetto della applicazione della forza elettromotrice *alternativa* nel circuito di griglia. La [10] indica la legge quantitativa di dipendenza di tale nuova componente continua dalla f. e. m. applicata, dai valori delle costanti del circuito e dei parametri del tubo, e dall'andamento delle sue caratteristiche.

C) *Rivelatore eterodina.* — Si adotti uno qualunque dei due sistemi di rivelazione esaminati sotto A) e sotto B), e si facciano agire nel circuito di griglia, simultaneamente, due oscillazioni:

$$\Delta e_{g1} = \Delta E_{g1} \operatorname{sen} \omega_1 t \quad \text{e} \quad \Delta e_{g2} = \Delta E_{g2} \operatorname{sen} \omega_2 t.$$

Nella espressione della corrente anodica (sistema [7]) ed in quella della corrente di griglia (sistema [9]), il termine in $(\Delta e_g)^2$ si scinde in tre addendi, rispettivamente proporzionali a $(\Delta e_{g1})^2$, a $(\Delta e_{g2})^2$ ed a $\Delta e_{g1} \Delta e_{g2}$. I due primi rappresentano componenti continue e componenti alternative di pulsazione $2\omega_1$ e $2\omega_2$; il terzo indica la presenza di componenti di ampiezza proporzionale al prodotto $\Delta E_{g1} \Delta E_{g2}$ e di pulsazione $\omega_1 + \omega_2$ e $\omega_1 - \omega_2$. Se Δe_{g1} è dovuta al segnale in arrivo, se Δe_{g2} è dovuta ad una oscillazione locale di ampiezza e di frequenza costanti, e se $\omega_1 - \omega_2$ è abbastanza piccolo, si ha dunque un termine di frequenza relativamente bassa e di ampiezza direttamente proporzionale a ΔE_{g1}.

D) *Rivelazione lineare.* — I due sistemi di rivelazione esaminati sotto A) e sotto B) sono «ad effetto quadratico» $[\Delta I_{a0} \equiv (\Delta E_g)^2]$.

Quando l'ampiezza E_g della e_g sia così grande da interessare non soltanto la parte curvilinea iniziale, ma anche un tratto relativamente esteso della parte rettilinea delle caratteristiche, non è più lecito accettare per la I_a e per la I_g le equazioni scritte, rispettivamente, nel sistema [7] e nel sistema [9]. Si può invece ammettere, tanto per la I_a nella rivelazione anodica, quanto per la I_g nella rivelazione per griglia, ch'esse siano costituite da guizzi sinusoidali.

Nel primo di questi due casi, usando schema e procedimenti analoghi a quelli di cui si è fatto cenno per l'amplificatore di classe B, si può avere una componente continua I_{a0} della I_a (sistema [6]):

$$I_{a0} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu E_g}{2 R_a + R_e}$$

proporzionale alla ampiezza E_g della forza elettromotrice applicata fra griglia e filamento. Si ha cioè un effetto raddrizzante lineare.

Nel caso della rivelazione per griglia, se ammettiamo (con grossolana approssimazione) che I_g possa essere messa sotto la forma $I_g = V_g/R_g$ (7), e se R_e (fig. 7) rappresenta la resistenza equivalente di un circuito a risonanza di tensione accordato sulla pulsazione ω, si ha il sistema caratteristico:

$$[11] \quad \begin{cases} I_a = \dfrac{1}{R_a}(V_a + \mu V_g) + I_0 \\ I_g = \dfrac{1}{R_g}\left[E_g \operatorname{sen} \omega t - R_{ge}(I_{g0} + \Delta I_{g0})\right] \\ V_a = V_{a0} - R_e I_{a1} \operatorname{sen} \omega t \\ V_g = E_g \operatorname{sen} \omega t - R_{ge}(I_{g0} + \Delta I_{g0}) \, . \end{cases}$$

Scrivendo la I_a per due condizioni a regime: senza la $E_g \operatorname{sen} \omega t$ e con la $E_g \operatorname{sen} \omega t$, si vede che la presenza del segnale nel circuito di griglia provoca una variazione nel valor medio della corrente anodica, espressa da:

$$\Delta I_{a0} = - \frac{1}{R_a} \mu R_{ge} \Delta I_{g0} \, .$$

Trascurando la corrente di griglia di riposo I_{g0}, che, nei casi pratici, è sempre molto piccola di fronte al valor medio ΔI_{g0} della ΔI_g, ed usando simboli e procedimenti analoghi a quelli già adottati in casi simili (§ 3 B), si può definire il valore di ΔI_{g0} per mezzo del sistema:

$$[12] \quad \begin{cases} I_{g\,\max} = \dfrac{1}{R_g}(-R_{ge}\Delta I_{g0} + E_g) \\ E_g \cos \theta_g = R_{ge} \Delta I_{g0} \quad (8) \\ \Delta I_{g0} = I_{g\,\max} \dfrac{\operatorname{sen} \theta_g - \theta_g \cos \theta_g}{\pi(1 - \cos \theta_g)} \, . \end{cases}$$

Il gruppo delle [12] non si presta a dare una forma esplicita generale al valore di ΔI_{g0}, in funzione della E_g e delle altre grandezze note. Sviluppando in serie il seno ed il coseno, e trascurando i termini di grado superiore al terzo in θ_g, si ha:

$$[13] \quad \Delta I_{g0} = \frac{E_g}{R_{ge} + \dfrac{3\pi}{2\theta_g} R_g} \, ,$$

(7) R_g resistenza dello spazio griglia-filamento, uguale a $\partial V_g / \partial I_g$ per V_a costante.

(8) $2\,\theta_g$ = misura angolare della frazione del periodo durante la quale esiste la I_g.

la quale mostra che, se θ_g fosse costante, la relazione tra ΔI_{g0} ed E_g sarebbe lineare. Poichè, come indica la seconda delle [12], θ_g varia in maniera complessa con E_g, oltre ad un termine lineare esistono nella [13] anche termini di grado superiore in E_g; si hanno cioè deformazioni, in misura che dipende dal valore dei parametri e delle grandezze in giuoco.

5. - Reazione. Superreazione. Generazione di oscillazioni.

Si fa riferimento alla fig. 3, nella ipotesi di una forza elettromotrice alternativa sinusoidale $v_g = e_g = E_g$ sen ωt, applicata fra i morsetti 1–2. Se si immagina che esista un vincolo, per cui venga introdotta nel circuito di griglia anche una forza elettromotrice $e'_g = N\, v_a$ (essendo $N = \alpha + j\,\beta$ un operatore complesso costante), il sistema caratteristico del triodo, relativo alle sole componenti variabili, nel caso della amplificazione di classe A, diviene:

$$\left\{ \begin{aligned} \overline{I}_a &= \frac{1}{R_a} (\overline{V}_a + \mu \overline{V}_g) \\ \overline{I}_g &= \varphi_2\ (\overline{V}_a\, , \overline{V}_g) \\ \overline{V}_a &= - z_e \overline{I}_a \\ \overline{V}_g &= \overline{E}_g + N \overline{V}_a\, . \end{aligned} \right.$$

Se ne deduce:

$$[14] \quad \overline{I}_a = \frac{\mu \overline{E}_g}{R_a + z_e (1 + \mu N)} =$$

$$= \frac{\mu \overline{E}_g}{R_a + R_e (1 + \mu\alpha) - \mu X_e \beta + j\, [X_e (1 + \mu\alpha) + R_e \mu\, \beta]}\, ,$$

la quale mostra l'influenza, che può esercitare il nuovo vincolo sulla relazione tra $\overline{E}_g$ ed $\overline{I}_a$. Se, in particolare, sono soddisfatte le uguaglianze:

$$\alpha = -\frac{1}{\mu}\left(1 + \frac{R_a}{Z^2_e} R_e\right)$$

$$\beta = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{R_a}{Z^2_e} X_e$$

(ove $Z_e = \sqrt{R_e^2 + X_e^2}$), il denominatore della [14] è nullo; basta cioè una f. e. m. $\overline{E}_g$ infinitamente piccola per dar luogo ad una $\overline{I}_a$ finita. In altre parole il sistema è suscettibile di entrare, e di mantenersi, in oscillazione.

Consideriamo il caso più semplice (che corrisponde anche alle condizioni, che si cerca quasi sempre di attuare nella pratica) in cui sia $X_e = 0$ (impedenza z_e costituita da un circuito oscillatorio accordato) e $\beta = 0$ (forza elettromotrice di reazione in fase od in opposizione di fase con la componente alternativa della tensione anodica).

Si ha:

$$z_e = R_e \quad ; \quad N = a \quad ; \quad \overline{I}_a = \frac{\mu \overline{E}_g}{R_a + R_e (1 + \mu a)} .$$

Se a è positivo, il nuovo vincolo accresce le cause di dissipazione di energia.

Se a è negativo [ma minore, in valore assoluto, di $(R_a + R_e)/(\mu R_e)$], le cause di dissipazione di energia vengono diminuite e l'effetto amplificatore risulta accresciuto; si ha l' « amplificatore a reazione ».

Se $a = -(R_a + R_e)/(\mu R_e)$, le cause di dissipazione di energia risultano annullate; è soddisfatta cioè quella che si chiama « la condizione limite per l'innescarsi di oscillazioni »; si ha il « generatore ».

Se a varia alternativamente, con frequenza F, attorno al valore limite $-(R_a + R_e)/(\mu R_e)$, si ha l' « amplificatore a superreazione » (per segnali radiotelegrafici ad oscillazioni continue, se F è una frequenza acustica; per segnali radiotelefonici — o radiotelegrafici modulati — se F è una frequenza ultraacustica). Se, a titolo di esempio, consideriamo il caso del vincolo induttivo $v_g = (M/L)\, v_a$ (fig. 8), si ha:

$$a = \frac{M}{L} \quad , \quad R_e = \frac{L}{RC}$$

e la condizione limite per l'innescarsi di oscillazioni assume la nota forma:

$$M = -\frac{1}{\mu}(L + C R R_a).$$

Quando si vogliano ottenere valori assai soddisfacenti del rapporto fra la potenza $v_a i_a$ trasmessa al circuito oscillatorio e quella $V_{a0} I_{a0}$ fornita dalla sorgente continua di alimentazione, quando cioè si ricorra a schemi e procedimenti analoghi a quelli degli amplificatori di classe B e classe C, il sistema caratteristico diviene:

$$\left\{\begin{aligned} I_a &= I_{a\,\max} \frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} + I_{a\,\max} \frac{\theta - \operatorname{sen}\theta\,\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} \operatorname{sen}\omega t + \ldots = \\ &= \frac{1}{R_a}\left[V_{a0} - R_e I_{a1} \operatorname{sen}\omega t + \mu\,(V_{g0} - a\,R_e\,I_{a1}\operatorname{sen}\omega t)\right] + I_0 \\ I_g &= \varphi_2 (V_a\,,\,V_g) \\ V_a &= V_{a0} - R_e I_{a1} \operatorname{sen}\omega t \\ V_g &= V_{g0} - a R_e I_{a1} \operatorname{sen}\omega t\,. \end{aligned}\right.$$

Operando come al § 3 B, scrivendo cioè la prima equazione del sistema in corrispondenza di un istante in cui la I_a è massima e di un istante in cui il suo valore passa per zero, si ha:

$$I_{a\,\max} = I_{a1} \frac{\pi\,(1 - \cos\theta)}{\theta - \operatorname{sen}\theta\,\cos\theta} =$$

$$= \frac{1}{R_a}\left[V_{a0} - R_e I_{a1} + \mu\,(V_{g0} - aR_e I_{a1})\right] + I_0$$

$$0 = \frac{1}{R_a}\left[V_{a0} - R_e I_{a1}\cos\theta + \mu(V_{g0} - aR_e I_{a1}\cos\theta)\right] + I_0 .$$

Se ne ricava:

[15] $$\theta - \operatorname{sen}\theta\,\cos\theta = -\frac{\pi\,R_a}{R_e\,(1 + \mu\,a)}$$

[16] $$I_{a1}(1 + \mu a)R_e\cos\theta = V_{a0} + \mu V_{g0} + R_a I_0 .$$

La [15] e la [16] stabiliscono le condizioni alle quali debbono soddisfare i parametri del tubo e del circuito, affinchè possa esistere un determi-

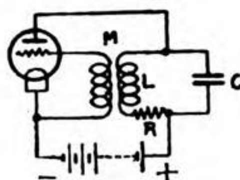


Fig. 8. — Schema di principio dell'oscillatore a triodo, con accoppiamento induttivo tra circuito anodico e circuito di griglia.

nato valore finito della I_{a1}, cioè un determinato valore finito della corrente oscillante nel circuito *LRC* (fig. 9).

Se si pone $\theta = \pi$, si ricade nel caso esaminato in precedenza, e la [15] si riduce alla già citata condizione limite per l'innescamento delle oscillazioni:

$$a = -\frac{1}{\mu\,R_e}(R_a + R_e) .$$

In tal caso, si ha:

$$I_{a1} = \frac{1}{R_a}(V_{a0} + \mu V_{g0}) + I_0 .$$

In altri termini, non appena si attua la condizione limite per l'innescamento delle oscillazioni, l'ampiezza I_{a1} della componente alternativa assume il valore I_{a0} della corrente di riposo, cioè il massimo valore compatibile con l'andamento sinusoidale puro. Poichè per un funzionamento stabile occorre che $R_e\,(1 + \mu\,a)$ sia, in valore assoluto, maggiore di R_a, la [16] mostra la necessità che $\cos\theta$ sia, in valore assoluto, minore di 1. Si ha cioè la riprova, per via analitica, della impossibilità pratica di ottenere stabilmente oscillazioni sinusoidali pure.

Quando si faccia uso della polarizzazione automatica, quando cioè si stabilisca il necessario valor medio della differenza di potenziale tra la griglia e il filamento inserendo sul percorso della I_{g0} una conveniente resistenza R_{ge} (fig. 9), nelle equazioni del sistema caratteristico occorre sostituire a V_{g0} il termine $-R_{ge}\, I_{g0}$. Il condensatore C_g in parallelo sulla resistenza R_{ge} ha lo scopo di ridurre al minimo la impedenza del circuito di griglia nei confronti delle componenti variabili della I_g.

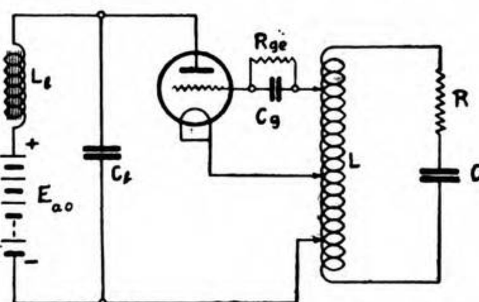


Fig. 9. — Schema di principio di oscillatore a triodo con polarizzazione automatica.

Tenendo presente quanto si è detto nel § 4 D, sulla rivelazione lineare, se indichiamo con R_g la resistenza dello spazio griglia-filamento ($\partial V_g/\partial I_g$ per $V_a =$ costante), che, con grossolana approssimazione, riterremo non variabile nel campo che ci interessa, potremo scrivere:

$$[17] \quad \begin{cases} I_a = I_{a\,\max} \dfrac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} + \\ \quad + I_{a\,\max} \dfrac{\theta - \operatorname{sen}\theta\,\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} \operatorname{sen}\omega t + \ldots = \\ \quad = \dfrac{1}{R_a}\left[V_{a0} - R_e I_{a1}\operatorname{sen}\omega t - \mu(R_{ge}\, I_{g0} + aR_e I_{a1}\operatorname{sen}\omega t)\right] + I_0 \\ I_g = \dfrac{1}{R_g} V_g \\ V_a = V_{a0} - R_e I_{a1}\operatorname{sen}\omega t \\ V_g = -R_{ge} I_{g0} - aR_e I_{a1}\operatorname{sen}\omega t \end{cases}$$

dove ([13]):

$$I_{g0} = \frac{aR_e I_{a1}}{R_{ge} + \dfrac{3\pi}{2\theta_g} R_g}$$

e ([12]):

$$\theta_g = \text{arc cos} \frac{R_{ge} I_{g0}}{a R_e I_{a1}}.$$

Come già per l'amplificatore di classe C, anche per questo tipo di generatore, per poter considerare sinusoidali i guizzi della I_{a1} è necessario che la tensione di griglia non sia, in nessun istante, maggiore dei $7 \div 8$ decimi del corrispondente valore della tensione anodica. D'altra parte, per conseguire buoni rendimenti, conviene che $I_{a\,\max}$ sia il più elevato possibile; bisogna cioè non scendere troppo al di sotto del maggior valore ammissibile per $V_{g\,\max}$ (fig. 6). Accettando per esso il valore 0,8 $V_{a\,\min}$, come il più usato nella pratica, si ha:

$$V_{g0} - a R_e I_{a1} = 0{,}8\,(V_{a0} - R_e I_{a1}),$$

dalla quale si ricava il valore più opportuno da dare alla tensione media di griglia. Si ottiene:

[18] $$V_{g0} = 0{,}8\, V_{a0} - R_e I_{a1}\,(0{,}8 - a).$$

6. - Potenza. Rendimento.

Il carattere indicativo, che si vuol conferire a questo studio, impedisce di esaminare a fondo tutti gli aspetti dei vari problemi, che in esso sono considerati. Non si può tuttavia rinunziare a dare un cenno, sia pur breve, delle possibilità, che il metodo offre, di effettuare computi quantitativi di carattere energetico; ciò può anche servire ad eliminare il dubbio, che non sempre le quattro equazioni, che compongono il sistema caratteristico, siano tutte necessarie.

A titolo di esempio, consideriamo il caso dell'oscillatore con polarizzazione automatica (fig. 9), analiticamente definito dal sistema [17].

La potenza P_0 prelevata dalla sorgente di forza elettromotrice continua è data dal prodotto del valor medio della tensione anodica, per il valor medio della corrente anodica:

[19] $$P_0 = V_{a0} I_{a0} = V_{a0} I_{a\,\max} \frac{\text{sen}\,\theta - \theta \cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}.$$

La potenza P_u ceduta al circuito oscillatorio LRC, del quale abbiamo indicato con R_e la resistenza equivalente [$R_e \backsimeq L/(CR)$], è data dal prodotto del valore efficace della prima armonica della corrente anodica (pulsazione $\omega = 1/\sqrt{LC}$) per il valore efficace della tensione ai capi del circuito oscillatorio:

[20] $$P_u = \frac{I_{a1}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_e I_{a1}}{\sqrt{2}} = \frac{R_e I^2_{a\,\max}}{2} \left[\frac{\theta - \text{sen}\,\theta \cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}\right]^2 =$$

$$= R_e I_{a1} I_{a\,\max} \frac{\theta - \text{sen}\,\theta \cos\theta}{2\pi(1 - \cos\theta)}.$$

Se non si tiene conto della potenza assorbita dal circuito di griglia,

di quella richiesta per il riscaldamento del catodo e delle altre eventuali perdite minori, il rendimento di conversione η della energia di corrente continua in energia oscillatoria, è dato dal rapporto tra la [20] e la [19]:

$$[21] \quad \eta = \frac{R_e I^2_{a1}}{2\, V_{a0} I_{a0}} = \frac{R_e I_{a1}}{2\, V_{a0}} \cdot \frac{I_{a1}}{I_{a0}} =$$

$$= \frac{R_e}{2\, V_{a0}}\, I_{a\,\mathrm{max}} \cdot \frac{(\theta - \mathrm{sen}\,\theta\, \cos\theta)^2}{\pi\,(1 - \cos\theta)\;(\mathrm{sen}\,\theta - \theta\cos\theta)} =$$

$$= \frac{R_e I_{a1}}{V_{a0}} \cdot \frac{\theta - \mathrm{sen}\,\theta\, \cos\theta}{2\,(\mathrm{sen}\,\theta - \theta\cos\theta)}.$$

Si tenga presente che:

— normalmente, la V_{a0} è indicata dal costruttore del tubo e può quindi essere considerata come una costante di esso tubo;

— la $I_{a\,\mathrm{max}}$ non può, per un dato tubo, superare un valore limite;

— come mostrano la [20] e la [21], è necessario che la $I_{a\,\mathrm{max}}$ sia grande quanto possibile, se si vuole che grande sia la potenza P_u ceduta al circuito oscillatorio e favorevole il rendimento;

— come mostra la [21], l'ampiezza $R_e\, I_{a1}$ della tensione alternativa ai capi del circuito oscillatorio deve essere, per quanto possibile, prossima al valore della V_{a0}, per ottenere, a parità di altre condizioni, buoni rendimenti;

— il valore massimo $V_{g\,\mathrm{max}}$ della tensione di griglia (fig. 6) non deve superare gli otto decimi circa del contemporaneo valor minimo della tensione anodica ($V_{a0} - R_e\, I_{a1}$) perchè non si verifichino nocive diminuzioni della corrente di placca e dannosi aumenti della corrente di griglia.

Si comprende allora perchè, nei casi ordinari, si faccia in modo che, qualunque sia il valore di θ, rimangano praticamente costanti (dopo essere stati scelti in modo da fornire i più favorevoli risultati) i valori di V_{a0}, $I_{a\,\mathrm{max}}$, $R_a\, I_{a1}$ e $V_{g\,\mathrm{max}}$. Ciò si può ottenere agendo convenientemente su R_e, R_{ge} ed α.

Individuate le grandezze, che per un determinato tubo vengono mantenute costanti, le [19], [20] e [21] mostrano, che l'andamento della P_0, della P_u e di η, in funzione di θ, rimane definito, rispettivamente, dal modo di variare delle frazioni:

$$\frac{\mathrm{sen}\,\theta - \theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}, \quad \frac{\theta - \mathrm{sen}\,\theta\cos\theta}{2\pi\,(1 - \cos\theta)}, \quad \frac{\theta - \mathrm{sen}\,\theta\cos\theta}{2\,(\mathrm{sen}\,\theta - \theta\cos\theta)}.$$

Il modo di variare di tali frazioni in funzione di θ è riportato in fig. 10; nella stessa figura è tracciata anche una curva di rendimento η in funzione di θ, nell'ipotesi, che l'ampiezza della componente alternativa della tensione anodica sia nove decimi del valore della tensione continua di placca ($R_e\, I_{a1} = 0{,}9\, V_{a0}$). I diagrammi costruiti mostrano, che, mentre la potenza richiesta alla sorgente alimentatrice e quella fornita al circuito oscillatorio crescono con θ, il rendimento è tanto più favorevole quanto più θ è piccolo. Per lo schema di classe B ($\theta = 90°$)

il rendimento teorico massimo non ottenibile ($R_e I_{a1} = V_{a0}$; curva C) è del 78% circa; un rendimento a cui si può tendere nella pratica è, come mostra la curva η, dell'ordine del 70%.

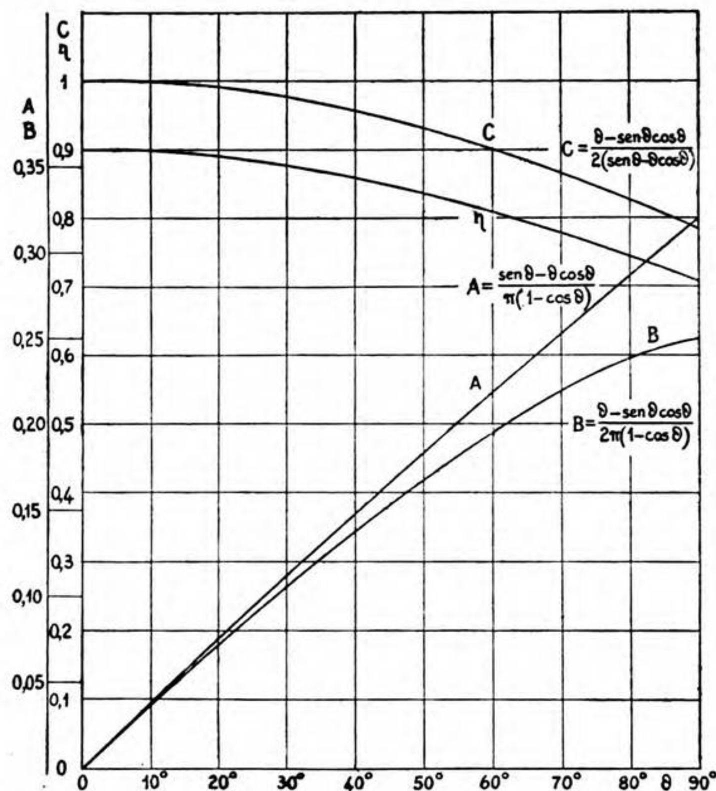


Fig. 10. — Andamento, in funzione di θ, dei coefficienti per il calcolo delle potenze e dei rendimenti, in un oscillatore a triodo di classe C.

7. - Modulazione.

A) *Modulazione sulla griglia.* — Se in un circuito avente caratteristica $i = i\,(v)$ non lineare, esprimibile mediante una equazione del tipo $i = a + bv + cv^2 + dv^3 + \ldots$, nella quale almeno uno dei coefficienti di potenze pari sia diverso da zero, si fanno agire simultaneamente due forze elettromotrici armoniche, di frequenza f_1 ed f_2 ($f_1 > f_2$), si ottiene, fra l'altro, una componente di corrente di frequenza f_1, modulata con frequenza f_2, ossia una oscillazione esprimibile mediante la relazione:

$$y = (A + B \operatorname{sen} 2\pi f_2 t) \operatorname{sen} 2\pi f_1 t.$$

Consideriamo, per esempio, uno dei due tipi di rivelatori ad effetto

quadratico prima esaminati (sistemi [7] e [9]), e supponiamo che la tensione variabile applicata alla griglia sia del tipo:

$$E_{g1} \operatorname{sen} 2\pi f_1 t + E_{g2} \operatorname{sen} 2\pi f_2 t.$$

Come già si è visto parlando del rivelatore eterodina (§ 4 C), nelle espressioni delle correnti (anodica nel sistema [7], di griglia nel sistema [9]) i termini lineari si scindono in due addendi rispettivamente proporzionali a:

$$E_{g1} \operatorname{sen} 2\pi f_1 t$$

ed a:

$$E_{g2} \operatorname{sen} 2\pi f_2 t,$$

ed i termini quadratici si scindono in tre addendi, proporzionali, rispettivamente, a:

$$E^2_{g1} \operatorname{sen}^2 2\pi f_1 t,$$

a:

$$E^2_{g2} \operatorname{sen}^2 2\pi f_2 t$$

ed a:

$$E_{g1} E_{g2} \operatorname{sen} 2\pi f_1 t \operatorname{sen} 2\pi f_2 t.$$

Attraverso il raddrizzamento quadratico si hanno dunque, in questo caso:

a) componenti continue,

b) componenti di frequenza f_1 ed f_2,

c) componenti di frequenza $2f_1$ e $2f_2$,

d) una componente che si può considerare di frequenza f_1 e di ampiezza $E_{g1} E_{g2} \operatorname{sen} 2\pi f_2 t$.

La *d*), combinata con quelle *b*) che hanno frequenza f_1, dà origine ad una grandezza della forma:

$$(A + B \operatorname{sen} 2\pi f_2 t) \operatorname{sen} 2\pi f_1 t,$$

cioè ad una componente, che si suol dire « di frequenza f_1, modulata con frequenza f_2 ».

Anche lo schema dell'amplificatore di classe C può essere adottato per la modulazione, perchè, come già si è avuta occasione di osservare nel § 3 B, il vincolo che lega le ampiezze delle componenti alternative della corrente anodica all'ampiezza della tensione di griglia (dal sistema [4] si rileva:

$$I_{a1} = \frac{\mu E_g (\theta - \operatorname{sen} \theta \cos \theta)}{\pi R_a + R_e (\theta - \operatorname{sen} \theta \cos \theta)}$$

per la fondamentale), a causa della presenza di θ, che varia al variare di Eg, non è lineare.

B) *Modulazione sulla placca* (*Heising*). — Consideriamo lo schema rappresentato nella fig. 11 e supponiamo che sul microfono agisca un suono puro, di pulsazione p. Per effetto della impedenza L_1, alla tensione anodica continua si sovrappone una componente variabile $m V_{a0} \operatorname{sen} p t$ (m = numero positivo compreso tra 0 ed 1). Se il circuito oscillatorio LC è accordato sulla pulsazione ω (molto maggiore di p), e tutto l'insieme è regolato in modo da dar luogo ad oscillazioni

del tipo C, il sistema caratteristico può essere scritto, fermi restando le convenzioni ed i simboli già usati, nel modo seguente:

$$\begin{cases} I_a = \dfrac{1}{R_a}\Big[V_{a0}(1 + m \operatorname{sen} pt) - R_e I_{a1} \operatorname{sen} \omega t + \\ \qquad + \mu(-R_{ge} I_{g0} - aR_e I_{a1} \operatorname{sen} \omega t)\Big] + I_0 \\ I_g = \dfrac{1}{R_g} V_g \\ V_a = V_{a0}(1 + m \operatorname{sen} pt) - R_e I_{a1} \operatorname{sen} \omega t \\ V_g = -R_{ge} I_{g0} - aR_e I_{a1} \operatorname{sen} \omega t\,. \end{cases}$$

Scrivendo, come più volte si è fatto, la prima equazione in corrispondenza di due valori particolari di t, uno che corrisponda ad un

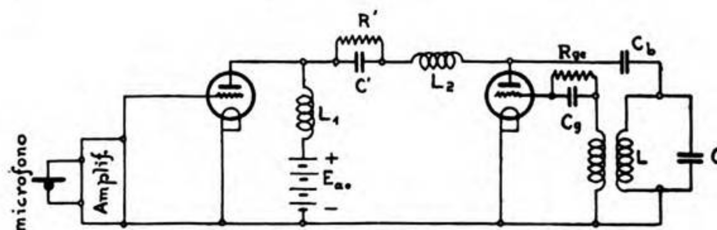


Fig. 11. — Generatore a triodo, modulato con sistema Heising.

qualunque valor massimo di I_{a1}, ed un altro che corrisponda ad un passaggio per zero della I_a, immediatamente precedente o seguente al massimo considerato, si ha:

$$[22] \quad \begin{cases} I_{a\,\max} = I_{a1} \dfrac{\pi(1 - \cos\theta)}{\theta - \operatorname{sen}\theta \cos\theta} = \dfrac{1}{R_a}\Big[V_{a0}(1 + m \operatorname{sen} pt) - \\ \qquad - R_e I_{a1} + \mu(-R_{ge} I_{g0} - aR_e I_{a1})\Big] + I_0 \\ 0 = \dfrac{1}{R_a}\Big\{V_{a0}\Big[1 + m \operatorname{sen} p\,(t - \dfrac{\theta}{\omega})\Big] - R_e I_{a1}\cos\theta + \\ \qquad + \mu(-R_{ge} I_{g0} - aR_e I_{a1}\cos\theta)\Big\} + I_0\,. \end{cases}$$

Data la piccolezza di p di fronte ad ω, nel combinare tra loro le due equazioni ora scritte, si può ammettere che sia trascurabile lo spostamento angolare di fase $p\,\theta/\omega$; si ha perciò:

$$[23] \qquad \theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta = -\frac{\pi R_a}{R_e(1+\mu\alpha)}$$

$$[24] \qquad I_{a1} = \frac{1}{(1+\mu\alpha)R_c\cos\theta}\left[V_{a0}(1+m\operatorname{sen}pt) - \mu R_{ge}I_{g0} + R_a I_0\right].$$

La [23] mostra che θ è costante (sempre nell'ipotesi accettata, che siano tali R_a e μ); dalla [24] si deduce quindi, che l'ampiezza della fondamentale della corrente anodica (e quindi anche l'ampiezza della corrente oscillante) contiene una componente proporzionale all'ampiezza della oscillazione modulante.

La necessità della polarizzazione automatica è posta in luce dalla [18] e dalla [24]. Dalla prima si ricava infatti:

$$R_e I_{a1} = \frac{0{,}8\,V_{a0} - V_{g0}}{0{,}8 - \alpha}.$$

Sostituendo questo valore di $R_e\,I_{a1}$ nella seconda (nella quale si è posto $-R_{ge}\,I_{g0} = V_{g0}$) si ha:

$$\frac{0{,}8\,V_{a0} - V_{g0}}{0{,}8 - \alpha}(1+\mu\alpha)\cos\theta = V_{a0}(1+m\operatorname{sen}pt) + \mu V_{g0} + R_a I_0,$$

cioè:

$$-V_{g0}\left[\mu + \frac{(1+\mu\alpha)\cos\theta}{0{,}8-\alpha}\right] =$$

$$= m\,V_{a0}\operatorname{sen}pt + V_{a0}\left[1 - \frac{0{,}8\,(1+\mu\alpha)\cos\theta}{0{,}8-\alpha}\right] + R_a\,I_0,$$

la quale mostra la necessità che V_{g0} contenga una componente variabile con frequenza $p/(2\pi)$, ciò che appunto si ricava legando il valor medio della tensione di griglia alla I_{a1}.

Se, per eliminare l'inconveniente della instabilità della frequenza portante $\omega/(2\pi)$, causata dalle variazioni della tensione anodica, si usa lo schema rappresentato nella fig. 12 (amplificatore di classe C invece dell'oscillatore finale), il sistema caratteristico diviene:

$$\begin{cases} I_a = \dfrac{1}{R_a}\Big[V_{a0}(1+m\operatorname{sen}pt) - R_c\,I_{a1}\operatorname{sen}\omega t + \\ \qquad + \mu\,(V_{g0} + E_g\operatorname{sen}\omega t)\Big] + I_0 \\ I_g = \varphi_2(V_a, V_g) \\ V_a = V_{a0}(1+m\operatorname{sen}pt) - R_e I_{a1}\operatorname{sen}\omega t \\ V_g = V_{g0} + E_g\operatorname{sen}\omega t. \end{cases}$$

Operando nel solito modo, si trova:

$$[25] \qquad \frac{\pi R_a \cos\theta}{\pi R_a + R_e(\theta - \operatorname{sen}\theta \cos\theta)} =$$

$$= 1 - \frac{1}{\mu E_g}\left[V_{a0}(1 + m \operatorname{sen} pt) + \mu V_{g0} + \mu E_g + R_a I_0\right]$$

$$[26] \quad I_{a1} = \frac{1}{R_e \cos\theta}\left[V_{a0}(1 + m \operatorname{sen} pt) + \mu V_{g0} + \mu E_g \cos\theta + R_a I_0\right].$$

La [25] mostra che, in questo caso, θ non è costante; la relazione [26], tra I_{a1} e $m\, V_{a0} \operatorname{sen} p\, t$, non è perciò lineare. Oltre ad una componente

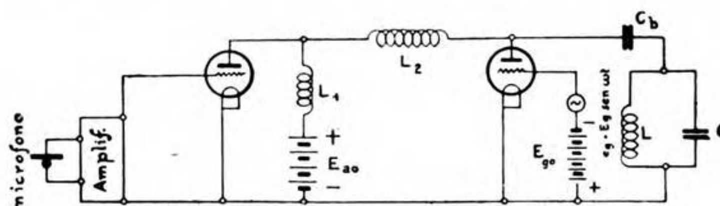


Fig. 12. — Amplificatore a triodo di classe C, modulato con sistema Heising.

di I_{a1} proporzionale a $m\, V_{a0}$, se ne hanno quindi altre, proporzionali al quadrato, al cubo, e così via, di $m\, V_{a0}$; si manifesta cioè la presenza di armoniche di modulazione.

8. - Rivelazione di oscillazioni modulate.

Un qualunque processo di rivelazione, lineare o quadratico, può servire allo scopo.

Nel caso di rivelazione lineare anodica, se l'oscillazione modulata è del tipo $E_g(1 + m \operatorname{sen} p\, t) \operatorname{sen} \omega\, t$, il sistema caratteristico assume la forma:

$$\begin{cases} I_a = \dfrac{2}{\pi} \cdot \dfrac{\mu E_g (1 + m \operatorname{sen} pt)}{2 R_a + R_e} + \dfrac{\mu E_g (1 + m \operatorname{sen} pt)}{2 R_a + R_e} \operatorname{sen} \omega t + \ldots \\ I_g = \varphi_2 (V_a, V_g) \\ V_a = V_{a0} - \dfrac{\mu R_e E_g (1 + m \operatorname{sen} pt)}{2 R_a + R_e} \operatorname{sen} \omega t \\ V_g = V_{g0} + E_g (1 + m \operatorname{sen} pt) \operatorname{sen} \omega t \end{cases}$$

e la prima equazione mostra che il valor medio della corrente anodica possiede una componente:

$$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu E_g \, m \operatorname{sen} pt}{2 R_a + R_e}$$

immagine della modulante.

Nel caso di raddrizzamento quadratico, per esempio anodico, se poniamo la tensione E_g (1 + m sen p t) sen ω t sotto la forma:

$$E_g \operatorname{sen} \omega t + \frac{m E_g}{2} \cos(\omega - p)t - \frac{m E_g}{2} \cos(\omega + p) t ,$$

si vede, tenendo presente il sistema [7], che nel circuito di placca si hanno:

a) correnti del tipo $I \operatorname{sen} \omega t$, $I \cos(\omega - p) t$, $I \cos(\omega + p) t$;

b) correnti del tipo $I \operatorname{sen}^2 \omega t$, $I \cos^2 (\omega - p) t$, $I \cos^2 (\omega + p) t$;

c) correnti del tipo $I \operatorname{sen} \omega t \cos(\omega - p) t$, $I \operatorname{sen} \omega t \cos(\omega + p) t$, $I \cos(\omega - p) t \cos(\omega + p) t$.

Le *b*) possono essere scisse in componenti continue ed in componenti di pulsazione 2ω, $2(\omega - p)$, $2(\omega + p)$.

Le *c*) possono essere scisse in componenti di pulsazione $2\omega + p$, 2ω, $2\omega - p$, $2p$, p.

Pur mischiata alla ottava acuta (pulsazione $2p$) e ad altre correnti, si ritrova dunque una oscillazione di pulsazione p, immagine della modulante.

9. - Conclusioni.

Come è accennato nella premessa, si è voluto soltanto dimostrare, che è possibile comporre una trattazione organica ed unitaria del funzionamento del triodo, per scopi didattici, servendosi di mezzi matematici ridotti. Anche per ragioni di spazio, si è perciò evitato di estendere lo studio dei singoli argomenti al di là dei limiti, che sono sembrati sufficienti per mostrare le « possibilità » del metodo. Si è, per esempio, limitata ad un unico caso, quello dell'oscillatore di classe C, ogni considerazione energetica suscettibile di condurre alla determinazione di rendimenti; si è limitato lo studio dell'oscillatore al solo caso del vincolo reale fra tensione anodica e tensione di griglia; non si è studiato a fondo il tema delle armoniche di modulazione. La mole dello scritto dovrebbe essere forse almeno decuplicata, per poter offrire ad un « novizio » un quadro abbastanza completo e sufficientemente chiaro; d'altra parte è da tener presente, che, in alcuni casi, le semplificazioni introdotte nelle ipotesi renderebbero vana, o almeno sproporzionata agli scopi, una indagine eccessivamente laboriosa.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

IL COMANDO PER DEVIAZIONE NEI TUBI GENERATORI DI MICROONDE

UGO TIBERIO

Dalle indagini più recenti sul meccanismo oscillatorio dei tubi generatori di microonde, sembra risultare, che la resistenza negativa da questi presentata sia da attribuirsi al fatto che la corrente emessa dal catodo, rimanendo costante nell'insieme, viene in parte deviata alternativamente sugli altri due elettrodi (griglia e placca nel dispositivo di Barkhausen e Kurz, le due placche nel magnetron) per effetto del comando esercitato dalla differenza di potenziale alternata agente fra gli elettrodi stessi.

Allo scopo di esaminare analiticamente questa ipotesi, si prende in esame un modello di tubo elettronico, in cui il principio della deviazione è applicato razionalmente per mezzo di un comando di tipo oscillografico. La trattazione risulta in tal modo semplice ed intuitiva, e consente numerose deduzioni interessanti. Si discute infine la possibilità di tradurre in pratica il modello, ed i risultati che se ne potrebbero trarre, descrivendo una serie di tentativi eseguiti a tale scopo.

1. - Generalità.

Alla teoria primitiva di Barkhausen e Kurz ed a quella di Hull e Žáček, in cui si ammetteva che la generazione avvenisse ad esclusiva opera del tubo, per effetto del moto alternato o rotatorio degli elettroni (1), è venuta sostituendosi, in seguito all'approfondirsi delle indagini matematiche (2), una concezione che sembra più aderente alla realtà, ed anche più accessibile all'intuizione, poichè adopera gli stessi criteri invalsi per spiegare il funzionamento degli oscillatori ad onda lunga.

Tale concezione si è ormai affermata anche nello studio dei rivelatori (3). Essa è stata già in sintesi accennata dal Carrara (4),

(1) N. Carrara: Le onde cortissime ed il loro impiego nelle radiocomunicazioni - A. F., 1933, II, p. 465.

U. Tiberio: Le oscillazioni elettroniche - Boll. R.T.R.E., 1933, XII, p. 266.

G. De Fassi e G. Salom: Il magnetron come generatore di microonde - A. F., 1934, III, p. 396.

(2) W. E. Benham: Theory of the internal action of thermionic system at moderately high frequencies - Phil. Mag., 1928, V, p. 641; e 1931, XI, p. 457.

F. B. Llewellyn: Vacuum tube electronics at ultra-high frequencies - Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 1532.

(3) N. Carrara: La rivelazione delle microonde - A. F., 1932, I, p. 6.

(4) N. Carrara: Sulla rivelazione delle microonde - A. F., 1934, III, p. 661.

ma sembra utile riesporla qui un po' più estesamente ed in una forma che meglio si adatti alle considerazioni che seguiranno.

La griglia del triodo svolge, negli amplificatori per onde lunghe, due funzioni: regola il numero degli elettroni che percorrono l'intervallo filamento-placca, e modifica il tempo che gli elettroni stessi impiegano a compiere il percorso. La prima di esse è essenziale per il meccanismo dell'amplificazione, la seconda è un effetto parassita, di cui non ci preoccupiamo ordinariamente, perchè alle basse frequenze il tempo di transito è trascurabile, anche quando è relativamente lungo, in confronto col periodo dell'oscillazione; ma, quando la frequenza supera 10^8, il tempo stesso diviene rilevante e, quel che è peggio, si fanno molto sensibili *le variazioni di esso nel corso del periodo.*

La difficoltà di far funzionare lo schema classico nella gamma delle microonde, dipende proprio da quest'ultima circostanza: infatti, se il tempo in questione fosse elevato, ma costante, sarebbe possibile, regolando le tensioni in gioco, renderlo eguale ad un periodo intero dell'oscillazione; in tal caso si introdurrebbe, nell'arrivo degli elettroni sull'anodo, un ritardo angolare di 2π che non porterebbe danno; il funzionamento si svolgerebbe allora come se il ritardo fosse nullo, ed il tubo fosse realmente un relè privo di inerzia.

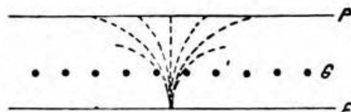


Fig. 1. — Variazione della lunghezza della traiettoria e quindi del ritardo, per effetto delle deviazioni presso i fili di griglia, in un triodo a griglia positiva.

Viceversa, il tempo di transito varia, e non di poco, poichè va da un minimo, che si verifica per i massimi del valore istantaneo della componente alternativa della tensione di griglia v_g, ad un massimo infinito o quasi in corrispondenza dei massimi negativi, ed anche nel medesimo istante è diverso per i singoli elettroni, che percorrono traiettorie di lunghezza diversa a causa delle deviazioni intorno ai fili di griglia (fig. 1). Ne segue che la potenza utile generata va scritta, ammesso che le componenti alternate delle tensioni di placca e di griglia siano in opposizione di fase e detti V_a, I_a i valori massimi delle componenti alternate anodiche, sotto la forma:

$$P_u = \frac{1}{2} V_a I_a \cos\gamma ,$$

dove è cos γ il fattore di potenza dovuto al ritardo elettronico, calcolato prendendo la media di quelli corrispondenti ai singoli elettroni.

Il calcolo di tale media è estremamente complicato e non è possibile farlo senza introdurre ipotesi, che rendano i risultati inapplicabili ai casi reali; è tuttavia abbastanza facile rendersi conto

intuitivamente del fatto che, se prevalgono gli elettroni che arrivano con ritardo π, 3π,..., si ha una P_u negativa, cioè il triodo assorbe energia; se invece prevalgono i ritardi dell'ordine di 2π, 4π,..., si ha una P_u positiva generata; e ci si spiega anche perchè, al diminuire del periodo, diviene sempre più difficile trovare una regolazione che dia un cos γ positivo e sufficientemente alto, affinchè P_u superi le perdite del circuito di erogazione.

Nel caso dell'oscillatore Barkhausen-Kurz, tale difficoltà è in parte eliminata, poichè la regolazione della intensità del flusso elettronico assorbito dall'elettrodo di potenza (griglia) non è eseguita facendo variare la corrente emessa dal catodo, e quindi la velocità ed il ritardo degli elettroni, ma deviando all'esterno attraverso la placca, che funziona ora da organo di regolazione, una parte della corrente che esce con intensità costante dal filamento.

Il meccanismo di questa deviazione si vede assai chiaro tenendo presente il catodo virtuale, cioè lo strato di carica spaziale, che il getto di elettroni, passato attraverso la griglia, forma nella immediata vicinanza della placca. In assenza di componenti alternative, tale catodo virtuale è fermo e la placca non assorbe corrente, poichè gli elettroni la sfiorano nel corso della loro traiettoria senza penetrarvi. L'intervento di una tensione alternata ha per effetto di modificare periodicamente il campo frenante e quindi la posizione dello strato; nel corso delle alternanze negative della tensione anodica, lo strato viene respinto verso la griglia, di guisa che la corrente di placca continua a restar nulla; nel corso delle alternanze positive lo strato viene attirato invece verso la placca, che lo assorbe deviando all'esterno la corrente del getto elettronico. Ne segue, che quest'ultimo ricade sulla griglia con una intensità, la quale varia nel tempo con la frequenza della tensione oscillante; e la differenza di fase fra le componenti alternate della tensione e della corrente dipende da due ritardi: quello con cui il catodo virtuale obbedisce all'azione della placca, e quello con cui gli elettroni ricadono sulla griglia dopo essere stati sottoposti all'azione di comando. Se la regolazione delle tensioni e la frequenza sono tali, che i gruppi di elettroni vengano assorbiti in prevalenza durante le alternanze negative, si ha un cos γ medio positivo e quindi una P_u che può essere positiva e superiore alle perdite del circuito.

Qualcosa di affine accade nel magnetron a due placche, con meccanismo un po' diverso, del quale non facciamo qui esposizione particolareggiata, perchè essa ci porterebbe lontano dal nostro argomento.

2. - Scopo del lavoro.

La descrizione intuitiva del meccanismo oscillatorio, esposta di sopra, può essere tradotta in forma matematica; ma dà luogo a sviluppi eccessivamente complicati, sia perchè non è agevole tener conto delle cariche spaziali, sia perchè la tensione oscillante generata altera il ritardo elettronico. Coloro che hanno compiuto tentativi in questo senso, hanno quindi dovuto introdurre tali ipotesi semplificative, che le loro conclusioni sono ben lontane dai casi

reali. La trattazione che sembra allo stato attuale più completa, dovuta a Benham e Llewellyn (5), suppone che il sistema termoionico abbia elettrodi piani e paralleli, che le deviazioni intorno ai fili di griglia siano insensibili e che l'ampiezza della tensione oscillante sia trascurabile. Con queste premesse, dopo un calcolo assai laborioso, si conclude con formole che hanno interesse solo dal punto di vista puramente qualitativo, e sono di scarso aiuto alla intuizione.

Tali risultati ci suggeriscono di affrontare la questione con un metodo diverso; invece di studiare sistemi semplici nella struttura e complicatissimi nel funzionamento, quali sono il triodo ed il magnetron, prenderemo in esame un sistema nel quale, a prezzo di qualche complicazione costruttiva, è raggiunta una grande semplicità di funzionamento, che rende chiara la trattazione ed accessibili all'intuito gli effetti che si producono col diminuire della lunghezza d'onda.

Le conclusioni, che per tal via si raggiungono, non sono lontane dalla realtà più di quanto lo siano quelle dedotte dal triodo « idealizzato ». Inoltre, la considerazione di modelli di questo genere ha il pregio, oltre che di giovare a coloro che desiderano soltanto intuire il meccanismo di funzionamento, anche di porre davanti al costruttore in forma chiara i problemi che occorre risolvere per migliorare i tubi elettronici, dai quali ancora oggi non si sanno ricavare risultati, nel campo delle microonde, neppure lontanamente confrontabili con quelli che si ottengono nel caso delle onde lunghe.

3. - Modello di tubo elettronico a comando per deviazione.

Il sistema termoionico che esamineremo, e che sembra soddisfare alle esigenze suesposte, è rappresentato schematicamente in fig. 2.

Per applicare integralmente il principio del comando per deviazione, che abbiamo visto essere utilizzato in modo assai imperfetto nel triodo, si ricorre ad un dispositivo di tipo oscillografico, in cui il comando si effettua agendo non sulla velocità, ma sulla direzione del getto elettronico.

Il compito di produrre il getto è affidato agli organi F , G e W : F è un filamento supposto ortogonale al disegno, G è una griglia di lancio tenuta a tensione fortemente positiva, W un elettrodo di Wehnelt a potenziale leggermente negativo per orientare gli elettroni verso la griglia. Le piastrine D , D assolvono due compiti: deviano il getto per effetto della tensione alternativa di comando fra esse applicata e costituiscono, insieme con la griglia, una « lente elettrostatica » (6), che concentra il fascio di raggi catodici sull'orlo della piastrina P. La griglia schermo S e la P, fra loro solidali, fanno sì che la tensione alternativa agente fra gli anodi A , A non possa esercitare azione deviatrice sugli elettroni. A , A sono

---

(5) loc. cit. nota (2).

(6) Vedasi in proposito: U. Tiberio: Orientamenti attuali della tecnica costruttiva degli oscillografi catodici - Boll. R.T.R.E., 1934, XIII, p. 83.

tenuti a potenziale superiore a quello di S e P, in modo che le traiettorie al di là di S divergano per poi terminare sugli anodi.

Se al deviatore D D è applicata una tensione alternativa mediante una linea di trasmissione eccitata da un oscillatore ausi-

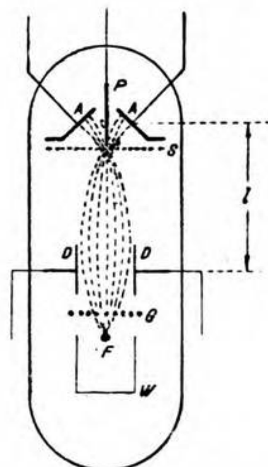


Fig. 2. — Schema del modello elettronico a comando per deviazione.

liario (fig. 3), le correnti assorbite dagli anodi variano con fasi opposte da un minimo zero ad un massimo eguale all'intera corrente del getto, con frequenza eguale a quella eccitatrice; se la linea di erogazione è accordata su tale frequenza, si produce in essa

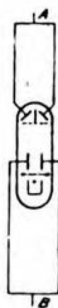


Fig. 3. — Il modello inserito come amplificatore.

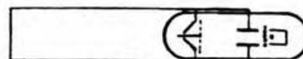


Fig. 4. — Il modello inserito come diodo.

una corrente oscillante, la quale ha, rispetto a quella che percorre il circuito eccitatore, un ritardo di fase corrispondente al tempo che gli elettroni impiegano a percorrere l'intervallo fra deviatore e anodi. Regolando tale tempo in modo che esso eguagli un periodo

dell'oscillazione, il ritardo diviene 2π, ed il tubo si comporta, a regime, come un relè di inerzia nulla.

Il comando è esercitato in direzione trasversale al getto, e non causa, entro certi limiti, alcuna variazione sensibile nella velocità e nel ritardo degli elettroni, che dipendono solo dalle tensioni applicate a G e ad S, le quali non entrano nel meccanismo oscillatorio e sono tenute costanti. Qualora si adottino opportune precauzioni costruttive, si possono anche trascurare le differenze di percorso causate dalle deviazioni intorno ai fili di griglia. Siamo perciò autorizzati ad ammettere il ritardo eguale per tutti gli elettroni ed esattamente costante, ed a calcolarlo mediante la formola semplice:

$$\tau = \frac{l}{u_0} = \frac{l}{\sqrt{\dfrac{2\,q\,V_0}{m}}} = \frac{l}{5{,}95 \cdot 10^7 \sqrt{V_0}},$$

essendo u_0 la velocità degli elettroni, q ed m rispettivamente la carica e la massa di essi, V_0 la tensione di lancio misurata in volt, ed l la distanza deviatore-anodi in cm.

4. - Impedenza ad altissima frequenza di un sistema a comando per deviazione, inserito come diodo.

Ci proponiamo ora di svolgere un calcolo analogo a quello svolto da Benham e Llewellyn per il triodo, e determinare la resistenza e la reattanza del tubo in funzione della frequenza.

Consideriamo in un primo tempo l'inserzione più semplice, che è rappresentata in fig. 4.

Supponiamo che si possa prescindere dall'impedenza dei tratti di filo compresi fra il deviatore e gli anodi (7) di guisa che possa senz'altro portarsi in conto la capacità C del circuito risuonatore come somma di quelle fra le piastrine deviatrici e fra gli anodi, ed indichiamo con R ed L la resistenza e la induttanza del circuito esterno. Sotto l'azione di una tensione del tipo:

$$v = V e^{j\omega t}$$

abbiamo attraverso il tubo una corrente capacitiva:

$$i_s = j\,\omega\, C\, V e^{j\omega t},$$

alla quale bisogna aggiungere la componente alternativa della corrente elettronica.

Per calcolare quest'ultima, indichiamo con g_m la conduttanza mutua, cioè la corrente che viene deviata da un anodo all'altro in seguito all'applicazione di un volt sul deviatore, con $\psi = \omega\,\tau$ l'angolo di transito elettronico; ammettiamo inoltre, come è lecito in seguito a quanto si è detto sulla struttura del tubo, che l'azione di comando sia compiuta esclusivamente dalle piastrine deviatrici.

(7) È possibile, mediante accorgimenti costruttivi, fare in modo che la impedenza in parola sia trascurabile anche per onde cortissime.

Detta i_e la componente alternativa in questione, si ha:

$$i_e = g_m V e^{j(\omega t + \psi)} . \qquad [1]$$

L'ammettenza del tubo, prescindendo dall'induttanza e dalla resistenza dei reofori che supponiamo conglobate con la L e con la R del circuito esterno, risulta:

$$\frac{i_e + i_s}{v} = j\,\omega\, C + g_m e^{j\psi} = g_m \cos\psi + j\,(\omega\, C + g_m \operatorname{sen}\psi) .$$

È possibile quindi rappresentare il sistema termoionico mediante il circuito indicato in fig. 5, assumendo per ρ' ed X' i valori:

$$\varrho' = \frac{1}{g_m \cos\psi} \quad , \quad X' = \frac{1}{g_m \operatorname{sen}\psi} , \qquad [2]$$

essendo X' una reattanza, capacitiva od induttiva a seconda del segno di sen ψ.

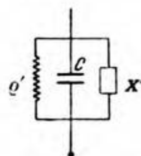


Fig. 5. — Circuito equivalente al modello elettronico.

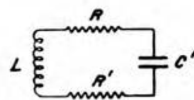


Fig. 6. — Circuito equivalente all'insieme del tubo e del circuito esterno.

Se invece si desidera rappresentare l'insieme del circuito esterno e del sistema termoionico, secondo il tipo indicato in fig. 6, conviene considerare l'impedenza:

$$\overline{Z} = R + j\,\omega\, L + \frac{1}{j\,\omega\, C + g_m \cos\psi + j\, g_m \operatorname{sen}\psi} =$$

$$= R + \frac{g_m \cos\psi}{g^2_m \cos^2\psi + (\omega\, C + g_m \operatorname{sen}\psi)^2} +$$

$$+ j\left(\omega\, L - \frac{\omega\, C + g_m \operatorname{sen}\psi}{g^2_m \cos^2\psi + (\omega\, C + g_m \operatorname{sen}\psi)^2}\right) =$$

$$= R + R' + j\left(\omega\, L - \frac{1}{\omega\, C'}\right) ,$$

avendo posto:

$$R' = \frac{g_m \cos\psi}{g^2_m + \omega^2 C^2 + 2\, g_m\, \omega\, C \operatorname{sen}\psi} , \qquad [3]$$

$$\frac{1}{C'} = \frac{\omega^2 C + \omega\, g_m \operatorname{sen}\psi}{g^2_m + \omega^2 C^2 + 2\, g_m\, \omega\, C \operatorname{sen}\psi} . \qquad [4]$$

5. - Parametri e curve d'impedenza del modello elettronico.

Appare da queste relazioni come la resistenza interna possa divenire negativa per valori di ψ dell'ordine di π, e la capacità risultare diminuita od aumentata a seconda del valore di ψ. Per tradurre il risultato in forma numerica, occorre esprimere la conduttanza mutua g_m in funzione della corrente anodica e delle dimensioni del tubo.

A tal fine, consideriamo l'elettrone, che passa al centro del deviatore al tempo t, e calcoliamo lo spostamento che, in direzione trasversale al getto, esso avrà subìto, per effetto del campo $E\, e^{j\omega t}$, quando giungerà presso l'orlo della piastrina P (fig. 7). Tale spo-

Fig. 7. — Schema geometrico del modello elettronico.

stamento è somma di quelli che l'elettrone ha subìto prima dell'istante t, nel percorso $b/2$ tra la prima griglia e il centro del deviatore, e quelli che subirà dopo t, nell'ulteriore percorso $b/2 + c$ dal detto centro alla piastrina P. Sia u_0 la velocità costante dell'elettrone (carica q, massa m) nella direzione del getto, u quella trasversale, x la distanza tra la posizione dell'elettrone al tempo $t + \tau = t + x/u_0$ e il centro del deviatore. L'impulso elementare $m \cdot du$, che q ha ricevuto prima di t o riceverà dopo, è tale che:

$$[5] \qquad \frac{E\,q}{m}\, e^{j\omega(t+\tau)}\, d\tau = d\,u\,.$$

Questa equazione va integrata per i valori di x o di τ compresi fra l'inizio del campo:

$$x = -\frac{b}{2}\,, \quad \tau = -\frac{b}{2\,u_0}$$

e l'orlo della piastrina P:

$$x = \frac{b}{2} + c\,, \quad \tau = \frac{\frac{b}{2} + c}{u_0}\,,$$

supponendo t costante.

Il calcolo va diviso in due parti: la prima riferita all'intervallo b, lungo il quale ammettiamo che il campo sia distribuito in modo uniforme per ciascun valore del tempo, e la seconda all'intervallo c, in cui non esiste alcun campo elettrico.

Per τ compreso tra $-b/(2u_0)$ e $+b/(2u_0)$, la [4] dà:

$$u = \frac{Eq}{m}\int_{-b/2u_0}^{\tau} e^{j\omega(t+\tau)}\,d\tau = \frac{Eq}{j\omega m}\left[e^{j\omega(t+\tau)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right].$$

Lo spostamento trasversale all'uscita dal campo è:

$$s' = \int_{-b/2u_0}^{+b/2u_0} u\,d\tau = \frac{Eq}{j\omega m}\int_{-b/2u_0}^{+b/2u_0}\left[e^{j\omega(t+\tau)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right]d\tau =$$

$$= -\frac{Eq}{\omega^2 m}\left\{\left[e^{j\omega(t+b/2u_0)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right] - j\omega\frac{b}{u_0}e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right\}.$$

L'ulteriore spostamento, che si verifica lungo c, si ricava moltiplicando la velocità trasversale risultante u calcolata all'uscita dal campo per c/u_0; si ha:

$$s'' = \frac{Eq}{j\omega m}\left[e^{j\omega(t+b/2u_0)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right]\frac{c}{u_0}.$$

In totale risulta:

[6] $$s = s' + s'' = -\frac{Eq}{\omega^2 m}\left\{\left[e^{j\omega(t+b/2u_0)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right] - j\omega\frac{b}{u_0}e^{j\omega(t-b/2u_0)} + j\omega\frac{c}{u_0}\left[e^{j\omega(t+b/2u_0)} - e^{j\omega(t-b/2u_0)}\right]\right\}.$$

La corrente, che viene deviata da un anodo all'altro per ogni volt applicato al deviatore, si ottiene facendo il prodotto dello spostamento s per la densità di corrente i' riferita all'unità di spessore del getto, computata in corrispondenza dell'orlo di P; la conduttanza risulta quindi espressa da:

[7] $$g_m = s\,i'.$$

Il campo $E\,e^{j\omega t}$, corrispondente ad 1 volt applicato, è (fig. 7) ([8]):

[8] $$E\,e^{j\omega t} = 1\,\frac{d}{ba}\,e^{j\omega t}.$$

Dalle [7], [8] e [6], tenendo presente che la [6] va divisa per $e^{j\omega t}$ e che:

$$\frac{e^{+j\frac{\omega b}{2u_0}} - e^{-j\frac{\omega b}{2u_0}}}{2j} = \operatorname{sen}\frac{\omega b}{2u_0},$$

([8]) Abbiamo ammesso che il campo elettrico si distribuisca uniformemente nell'intervallo b: la d.d.p. di 1 volt figura perciò, nella formola, moltiplicata per d/b.

si deduce la conduttanza mutua:

$$[9] \qquad g_m = \frac{d\,i'}{b\,a}\,\frac{q}{\omega\,m}\left[\frac{b}{u_0}\,\text{sen}\,\frac{\omega b}{2\,u_0} + \frac{2\,c}{u_0}\,\text{sen}\,\frac{\omega b}{2\,u_0} - j\left(\frac{2}{\omega}\,\text{sen}\,\frac{\omega b}{2\,u_0} - \frac{b}{u_0}\cos\frac{\omega b}{2\,u_0}\right)\right].$$

Di questa espressione complessa abbiamo rappresentato graficamente modulo (curva $|g_m|$) e fase (curva α) in funzione della frequenza, nella fig. 8, con riferimento ad un tubo avente le caratte-

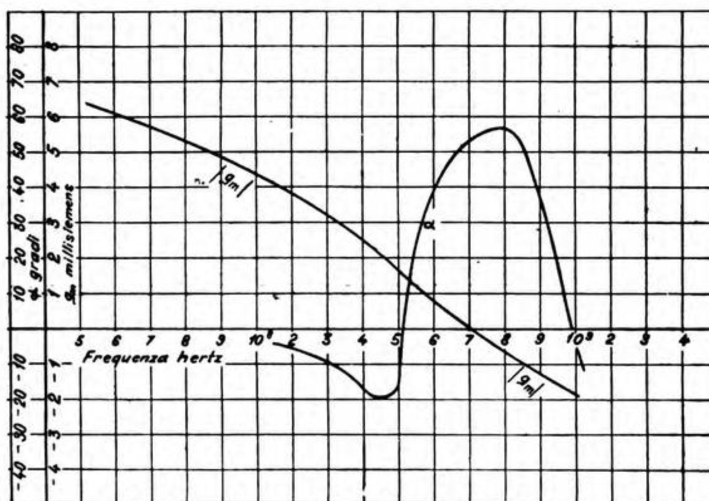


Fig. 8. — Conduttanza mutua e suo angolo di fase in un tubo a comando per deviazione.

ristiche geometriche ed elettriche seguenti (fig. 7): $l = 3$ cm; $c = 1{,}5$ cm; $b = 1{,}5$ cm; $d = 1$ cm; $a = 0{,}8$ cm; densità di corrente $i' = 50$ mA per mm di spessore del getto; tensione di lancio $V_0 = 300$ volt (velocità $10{,}6 \cdot 10^8$ cm/s); capacità $C = 5$ $\mu\mu$F.

Introducendo in [3] e [4] i valori di g_m calcolati mediante la [9], abbiamo ricavato le curve R' e $\varDelta\ C$ ($\varDelta\ C = C' - C$) segnate nella fig. 9. Si vede che la resistenza in serie introdotta dal tubo nel circuito oscillatorio assume valori negativi molto alti per una zona relativamente ampia intorno a $\lambda = 1{,}50$ m, conferendo al sistema spiccate attitudini come generatore di oscillazioni.

Nella citata teoria di Benham e Llewellyn si raggiunge, al termine di una trattazione matematica assai più complicata, un risultato analogo in relazione all'effetto Barkhausen-Kurz. Dalla fig. 16 del citato lavoro di Llewellyn, riprodotta in fig. 10, si deduce infatti che, nella condizione di funzionamento ottimo, un oscillatore Bar-

khausen-Kurz è caratterizzato da: un angolo di transito di 180°; una resistenza negativa in serie intorno a 0,7 volte quella resistenza positiva in serie, che nel circuito si avrebbe qualora il tubo ne presentasse una positiva eguale a quella che possiede in bassa frequenza; una reattanza capacitiva, in parallelo alla capacità in-

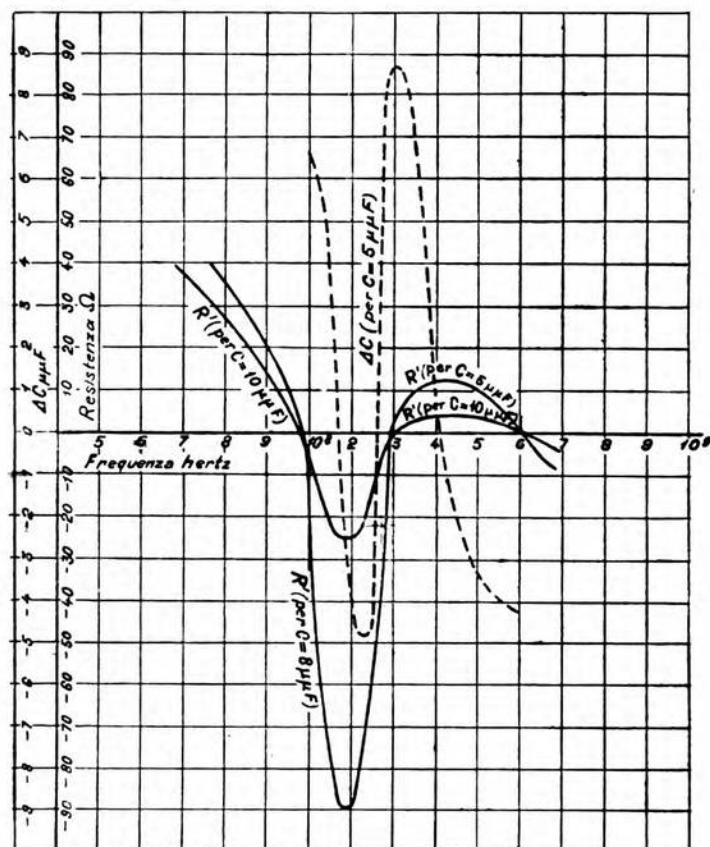


Fig. 9. — Resistenza in serie introdotta nel circuito in funzione della frequenza, per $C = 5$ μμF e $C = 10$ μμF (inserzione come in fig. 4). Valori di $\Delta C = C' - C$ per $C = 5$ μμF.

terna del tubo, di valore triplo di ρ. La condizione di funzionamento ottimo del nostro modello elettronico corrisponde quasi allo stesso gruppo di valori. Invero tale condizione, che corrisponde al massimo negativo di R', si verifica per $f = 2{,}3 \cdot 10^8$ Hz ed è caratterizzata da: $\psi \cong \pi$, R'_1 (resistenza positiva in serie che si avrebbe se il tubo presentasse la resistenza interna che presenta per bassa

frequenza) = 137 ohm, $R' = 91$ ohm = 0,66 R'_1; il valore della reattanza introdotta in parallelo alla C non è confrontabile, poichè la curva ΔC passa per lo zero, in vicinanza di quella lunghezza d'onda, con alta pendenza.

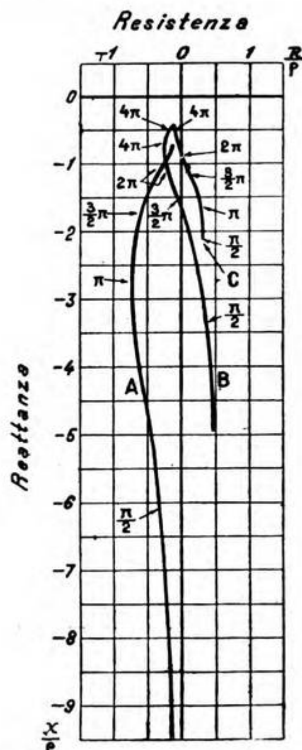


Fig. 10. — Diagramma $R = f(X)$ per un triodo in inserzione Barkhausen-Kurz, secondo Llewellyn.

6. - Impedenza d'ingresso del modello inserito come amplificatore.

La considerazione della conduttanza mutua complessa, nella quale è tenuto conto in modo completo della differenza di fase causata dal ritardo elettronico, consente di estendere al modello in questione le formole che valgono per onde non cortissime in amplificatori affetti da accoppiamento capacitivo tra circuiti di entrata e di uscita (9). Possiamo quindi completare la trattazione già svolta, considerando il caso in cui anodi e piastrine deviatrici non

(9) C. Matteini: Influenza della capacità interelettrodica sul funzionamento degli amplificatori a tubi elettronici - A. F., 1933, III, p. 517.

siano riuniti, ma facciano capo a due circuiti distinti: uno di entrata e uno di uscita, come accade in un amplificatore a triodo.

Consideriamo a tal fine lo schema già presentato nella fig. 3, ed osserviamo che esso è simmetrico rispetto al piano ortogonale al disegno, passante per le prese centrali A, B dei circuiti anodico e di deviazione. Per ciascuna delle parti simmetriche, è lecito costituire un circuito equivalente in parallelo come quello considerato

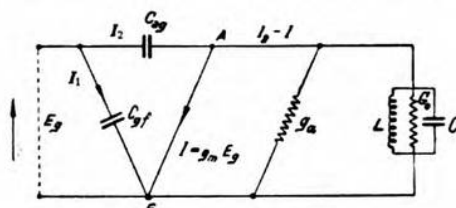


Fig. 11. — Circuito equivalente in parallelo di un amplificatore a triodo (Matteini).

nel lavoro citato del Matteini (fig. 11) e scrivere le espressioni della conduttanza g_e e della suscettanza b_e, componenti della ammettenza y che il sistema presenta tra i morsetti di entrata:

$$[10] \quad \begin{cases} g_e = \dfrac{\omega\, C_{ag}\,(A+1) - g_m \tan(\varphi+\psi')}{\dfrac{\omega\, C_{ag}\, A}{g_m} + \dfrac{g_m}{\omega\, C_{ag}\, A \cos^2(\varphi+\psi')} - 2\tan(\varphi+\psi')} \\[2ex] b_e = \dfrac{g_m\left(1 + \dfrac{1}{A\cos(\varphi+\psi')}\right) - \omega\, C_{ag}\tan(\varphi+\psi')}{\dfrac{\omega\, C_{ag}\, A}{g_m} + \dfrac{g_m}{\omega\, C_{ag}\, A\cos^2(\varphi+\psi')} - 2\tan(\varphi+\psi')} + \omega\, C_{gf}, \end{cases}$$

in cui:

C_{ag} = capacità fra ciascuno degli anodi e la corrispondente piastrina deviatrice;

C_{gf} = doppio della capacità tra le piastrine deviatrici = capacità tra ciascuna piastrina ed il piano di simmetria;

ψ' = angolo di fase della conduttanza mutua, inteso come somma di quello dato dalla [9] e dell'angolo di transito;

φ = angolo di fase dell'impedenza anodica risultante tra uno degli anodi e la presa centrale;

G_o = conduttanza equivalente parallela del circuito di uscita;

g_a = conduttanza anodica del tubo;

A = modulo di $g_m/(G_o + g_a)$.

In luogo dell'angolo φ delle formole originali, abbiamo qui scritto la somma $\varphi + \psi'$ e con ciò abbiamo tenuto conto, senza er-

rore, del fatto che la conduttanza mutua è nel caso nostro complessa. Invero il Matteini introduce l'angolo φ mediante la relazione:

$$- \frac{g_m}{g_a + y} = - a\, e^{j\varphi} ,$$

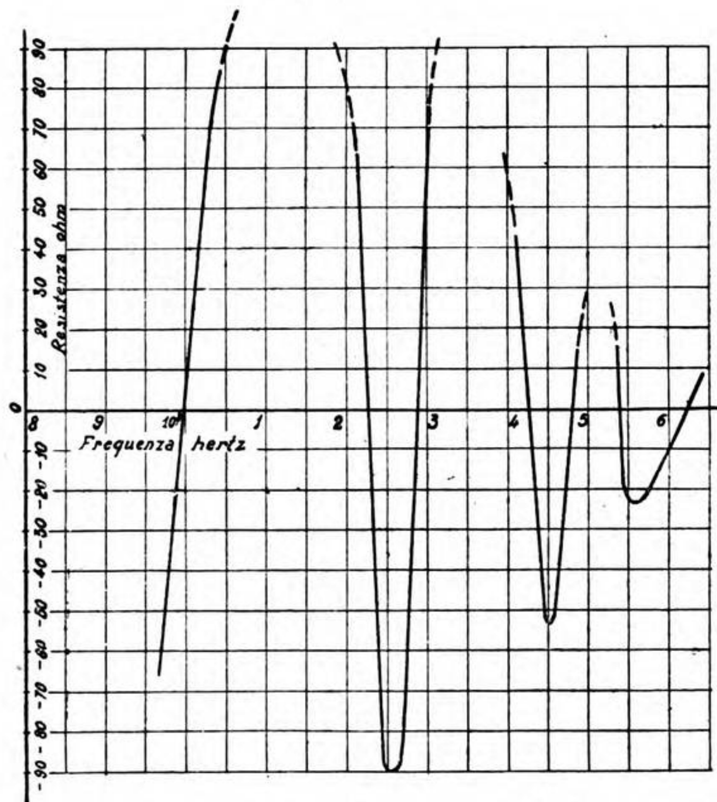


Fig. 12. — Resistenza in serie introdotta nel circuito di ingresso in funzione della frequenza (inserzione secondo lo schema di fig. 3).

la quale deve essere scritta, nel caso nostro, sotto la forma:

$$- \frac{g_m\, e^{j\psi'}}{g_a + y} = - a\, e^{j(\varphi + \psi')} .$$

Delle formole [10] ci siamo serviti per calcolare un grafico (fig. 12), il quale illustra il comportamento del tubo già considerato nel paragrafo precedente, supposto inserito secondo lo schema di fig. 3. In ordinate è segnata la resistenza in serie, introdotta nel circuito di entrata, ed in ascisse la frequenza. Si intende che

abbiamo dovuto supporre costante la G_o, ammettendo così che il circuito anodico sia per ogni frequenza accordato ($\varphi = 0$) e ritoccato in modo da presentare sempre la stessa conduttanza dinamica $C R/L$.

I dati introdotti nel calcolo sono: $C_{ag} = 0,1$ $\mu\mu$F, $C_{gf} = 2$ $\mu\mu$F, $G_o = 10^{-4}$ Ss, $g_a = 0$.

Come era da prevedersi, l'attitudine ad oscillare è in questo caso più marcata di quanto non fosse nel caso dello schema di fig. 4, poichè la resistenza negativa in serie introdotta dal sistema nel circuito di ingresso raggiunge massimi di 89, 53 e 22 ohm in corrispondenza delle onde di 120, 66,5 e 53,5 cm. È da notare come la resistenza risulti negativa nonostante che il circuito anodico sia

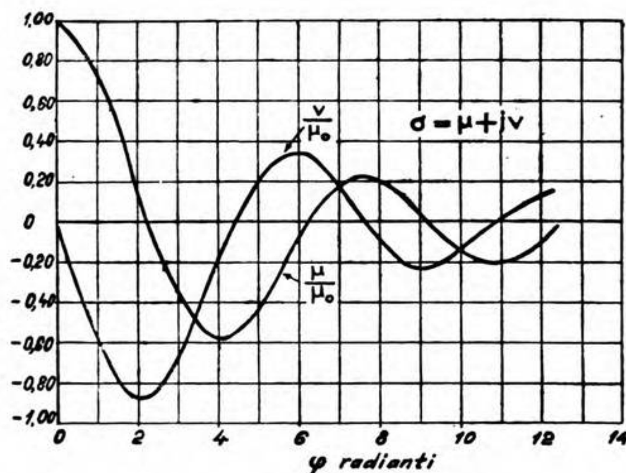


Fig. 13. — Componenti del fattore di amplificazione complesso in funzione dell'angolo di transito, in un triodo a griglia negativa, secondo Llewellyn.

supposto regolato come resistenza pura: ciò dipende dal fatto che il ritardo elettronico ha qui funzioni analoghe alla differenza di fase tra i due circuiti.

Nella teoria di Benham-Llewellyn si giunge ad un risultato affine, quando viene considerato il triodo amplificatore a griglia negativa. Si vede infatti dalla fig. 5 del detto lavoro di Llewellyn, qui riprodotta in fig. 13, come il fattore di amplificazione torni ad essere positivo, in corrispondenza di un angolo di transito di circa 7 radianti, che corrisponde bene al 2π da noi riscontrato per la seconda delle onde citate [10].

Nell'esaminare queste analogie tra i risultati nostri e quelli

---

[10] Nella fig. 12 l'attitudine ad oscillare si presenta in tre zone, il che sembrerebbe in contrasto con l'unica zona di μ positivo della fig. 13: ciò dipende dal fatto che noi abbiamo considerato tutto il sistema, comprendente tubo e circuiti, mentre Llewellyn considera il solo tubo.

di Llewellyn, è opportuno tener presente che questi ultimi hanno validità limitata al caso di tensioni alternate infinitesime; questa limitazione non esiste nel caso del modello qui studiato.

7. - Rendimento limite di un sistema a comando per deviazione.

Più che studiare le possibilità oscillatorie, è interessante calcolare il rendimento del nostro sistema termoionico, poichè è questo il dato che non si sa in alcun modo prevedere per i tubi oggi impiegati.

Il fatto di aver disegnato la struttura in modo che l'angolo di transito non vari nel corso del periodo, ci autorizza senz'altro a continuare con ragionamenti di tipo per così dire « classico ». Supponendo che il sistema sia regolato per resistenza negativa massima ed in perfetto accordo con l'onda ($\psi' = \pi$ per inserzione come in fig. 4, $\psi' = 2\pi$ per inserzione come in fig. 3; $G_o = C\,R/L$), si ha la d.d.p. fra gli anodi dalla relazione:

$$V_a = \frac{R_d\, I_a}{\sqrt{2}},$$

essendo I_a la corrente massima su ciascun anodo, pari a quella totale del getto elettronico, ed $R_d = 1/G_o$ la resistenza del circuito di erogazione. Se la tensione di comando ha ampiezza così elevata da consentire di ammettere, che la corrente passi bruscamente da un anodo all'altro rimanendo completamente deviata da un lato o dall'altro della piastrina P (fig. 7) nel corso di ciascun semiperiodo, la potenza utile risulta espressa da:

$$P_u = \frac{R_d\, I^2_a}{2},$$

ed il rendimento da:

$$\eta = \frac{R_d\, I^2_a}{\sqrt{2}\, V_a\, I_a}.$$

Se si potesse regolare il sistema in modo che fosse $R_d\, I_a = V_a$, si avrebbe $\eta = 0{,}71$; ma questo è praticamente impossibile, poichè, ove la tensione anodica risultante, nelle alternanze negative della componente alternativa, divenisse troppo bassa, interverrebbe un effetto di ritardo parassita non comandabile, dovuto alla emissione secondaria (11).

---

(11) Gli elettroni secondari escono con velocità distribuite all'incirca secondo la statistica di Maxwell, con un valore medio tra 5 e 10 volt in direzione ortogonale al piano emittente.

Tra gli anodi e la piastrina P (fig. 7) esiste, come si è detto, una d.d.p. diretta nel senso di bloccare l'emissione secondaria, la piastrina P svolgendo una funzione analoga a quella svolta dalla griglia di soppressione nei pentodi.

Detta V_e la velocità di emissione in volt, si ha il tempo occorrente per

Verosimilmente, per valori di V_a relativamente alti, e per onde non troppo corte, si può ammettere $R_d I_a = 0{,}8\ V_a$; quindi risulta $\eta = 0{,}57$. Questo valore è probabilmente il limite teorico insorpassabile negli oscillatori funzionanti per deviazione.

Gli oscillatori del tipo Barkhausen-Kurz e quelli a magnetron sono lontani da questo limite. E non è difficile spiegare tale fatto, perchè la deviazione è in essi attuata in modo indubbiamente assai imperfetto.

8. - Possibilità di attuare il modello esaminato.

I risultati, che la teoria fornisce per le attitudini oscillatorie e per il rendimento del nostro modello elettronico, sono probabilmente di tale interesse da giustificare un tentativo di attuazione sperimentale, e ciò particolarmente in vista del fatto, che i calcoli da noi eseguiti dimostrano la possibilità di dare agli organi di potenza del tubo (anodi) dimensioni considerevoli, e quindi di ricavare potenze utili di alcune centinaia di watt. Sotto tale punto di vista il modello avrebbe, oltre al pregio di poterci rappresentare semplificati e resi intuitivi i fenomeni caratteristici delle altissime frequenze, anche quello di indicare un metodo sperimentale suscettibile di sviluppi pratici costruttivi.

Senonchè le prove eseguite da noi in tal senso hanno incontrato difficoltà che, nonostante la costruzione di parecchi esemplari diversi, non abbiamo superato.

Poichè i risultati costruttivi ottenuti possono presentare qualche interesse per chi svolge ricerche analoghe, riportiamo il disegno di uno degli ultimi esemplari costruiti ed un cenno delle prove compiute ([12]).

---

la ricaduta:

$$t_1 = \frac{2\,m}{q\,V_s/s}\sqrt{\frac{2\,q\,V_e}{m}} = \frac{s}{V_s}\sqrt{\frac{8\,m\,V_e}{q}},$$

essendo V_s la d.d.p. di soppressione ed s la distanza su cui agisce. Per $V_s = 50$ volt, ed $s = 4$ mm, si ha, supposto che sia $V_e = 5$ volt:

$$t_1 = \frac{0{,}4}{50 \cdot 10^8}\sqrt{\frac{8 \cdot 5 \cdot 10^8}{1{,}76 \cdot 10^7}} = 1{,}2 \cdot 10^{-9},$$

che eguaglia il periodo intero di una oscillazione di lunghezza d'onda 36 cm.

Questo ulteriore ritardo elettronico, che non si può compensare, perchè non uniforme per i vari elettroni secondari, pone una grave limitazione alla escursione della tensione anodica, e la pone tanto più grave, quanto minore è la lunghezza d'onda. Invero, i ragionamenti svolti nel testo sono tutti basati, come si è detto, su due presupposti fondamentali: ritardo elettronico esattamente eguale per tutti gli elettroni, e ritardo indipendente dalle tensioni oscillanti; i quali presupposti possono verificarsi solo se il ritardo degli elettroni secondari rimane trascurabile.

([12]) Un tentativo per costruire un tubo a comando « trasversale » è stato compiuto da Alfvèn (Z.S.f.H.F. Techn., 1931, XXXVIII, p. 27) su uno schema ricopiato dai comuni oscillografi a gas, con esito di scarso interesse, poi-

Il tubo contiene tre gruppi di elettrodi, per ciascuno dei quali occorre per tentativi regolare distanze e dimensioni: il generatore del getto elettronico, il deviatore, gli anodi. Nel tipo di cui riportiamo il disegno (fig. 14 e 15), il generatore del getto elettronico ha dato ottimi risultati: corrente anodica 30 mA, corrente della griglia di lancio 10 mA, spessore del getto circa 1 mm, determinati dagli oscillogrammi della corrente anodica, che sono stati rilevati mentre sugli anodi e sul deviatore agiva una tensione alternata.

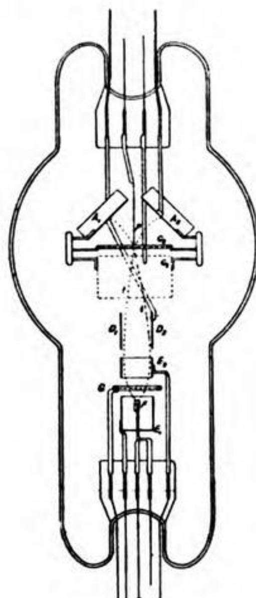


Fig. 14. — Sezione longitudinale di un modello sperimentale a comando per deviazione (*t*, *t* traiettorie degli elettroni).

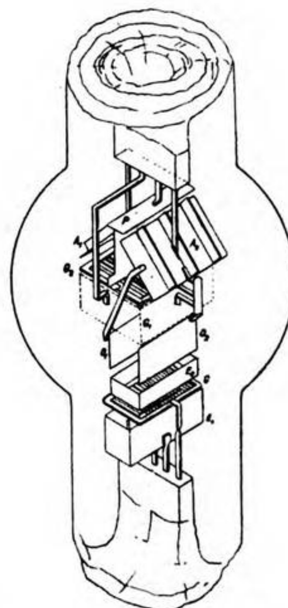


Fig. 15. — Veduta d'insieme degli elettrodi di un modello sperimentale a comando per deviazione.

Come è noto dalla teoria degli oscillografi, è sempre possibile costruire una lente elettrostatica o magnetica, con cui concentrare il getto elettronico fino al punto da costituire una immagine elettronica reale del catodo. Se quest'ultimo fosse costituito da un filo avente lo spessore di 0,2 mm, tutta la corrente del getto risulterebbe riunita sull'orlo della piastrina *P* (fig. 2) in uno spessore tanto piccolo da poterla deviare per intero mediante una tensione

chè la sensibilità di comando e la concentrazione erano assai alte, ma la corrente anodica non superava il milliampere. Per l'insieme delle sue caratteristiche, il tubo di Alfvèn, che era studiato per applicazioni con onde lunghe, non può mettere in gioco potenze praticamente utili.

di 1 a 2 volt applicata al deviatore, ottenendosi una pendenza che potrebbe raggiungere il centinaio di millisiemens. Il fatto che col nostro tentativo non si siano superati i 4 millisiemens è dipeso da ciò, che il catodo era formato non da un filo rettilineo, ma da una spiralina avvolta su un cilindro del diametro di 1 mm. Qualora valori di g_m così alti venissero raggiunti, le formole da noi ricavate indicherebbero in corrispondenza attitudini oscillatorie elevatissime anche su onde notevolmente più corte di quelle per cui abbiamo calcolato i grafici.

Per ottenere l'effetto di concentrazione suddetto, è stato necessario costituire la griglia di lancio mediante fili paralleli ortogonali alla direzione del catodo e cioè al piano, lungo il quale scorre il getto elettronico; in tal modo le deviazioni, che gli elettroni subiscono inevitabilmente intorno ai fili di griglia, risultano parallele al piano stesso e non fanno accrescere lo spessore della immagine elettronica del catodo.

La difficoltà che ci ha impedito di sistemare a dovere gli altri due gruppi di elettrodi e di attuare un tubo adatto a verificare i risultati della teoria, consiste nel numero e nella varietà degli elettrodi, che difficilmente si riesce ad arroventare nella misura necessaria per liberarli dai gas occlusi, e che, quando si riesce ad arroventarli, facilmente si deformano e si toccano, oppure fondono in alcuni punti mentre in altri restano freddi. Riteniamo però che si tratti di difficoltà superabile, e che possa convenire, a chi si occupa di microonde, prendere in esame anche questa via, che ci sembra, tre le poche aperte in questo campo, una di quelle che giustificano le migliori speranze.

Uno studio esteso della questione costruttiva sarà eventualmente fatto in altro lavoro. Esso esorbiterebbe dai limiti del presente articolo: il quale è soltanto un tentativo di portare qualche chiarimento alla impostazione del complicato gruppo di problemi che rendono ancora oggi in gran parte oscura la produzione delle microonde.

Roma - Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.

PER I COLLABORATORI

PAOLO LOMBARDI

Si passano in rassegna le norme principali da tener presenti nell'allestimento di contributi per una rivista tecnica, con particolare riguardo a quelle finora rispettate in A. F. Dopo aver esposto avvertenze di carattere generale, si forniscono le regole internazionali per i simboli delle grandezze e per le unità, e si richiamano consigli utili per la revisione delle bozze.

Avvertenze di carattere generale.

1. — Alcuni anni or sono, in una nota redazionale di una rivista tecnica americana, si leggeva:

« Il direttore di un giornale tecnico, più di chiunque altro, può « misurare il grave danno che deriva agli ingegneri dalla insuffi« ciente preparazione scolastica nell'uso del loro linguaggio natio. « Egli osserva generalmente che gli uomini, che stanno ai primi « posti nella marcia al progresso della ingegneria, sono in difficoltà, « quando devono esprimere il loro pensiero sia verbalmente, sia « per iscritto. E d'altra parte rileva casi di ingegneri di vera abi« lità nel campo tecnico, i quali non vengono adeguatamente ap« prezzati a causa della loro incapacità ad esprimersi in modo op« portuno » (1).

E un periodico italiano commentava:

« L'osservazione del giornale americano può spesso ripetersi « anche in Italia, dove purtroppo si va gradatamente perdendo la « bella tradizione, per la quale le opere dei nostri maggiori uomini « di studio, da Galileo in avanti, avevano, insieme col pregio scien« tifico, tutta la freschezza e l'attrattiva di un lavoro letterario » (2).

Non sarà male aver rammentato anzi tutto codesti accenni, poichè gli scritti, che vengono presentati per la pubblicazione nelle nostre riviste, peccano spesso — anche se sono pregevoli sotto altri aspetti — per la lingua: essenzialmente per una sciatteria la quale mostra, piuttosto che l'incapacità dell'autore, la sua incuria.

« Non esiste nessuna sanzione punitiva per chi scrive male nella « propria lingua. Però è anche vero che la nazione ne riceve danno « maggiore che non si creda. ... Il miglior vestito delle parole è « quello preciso, cioè di buon taglio. Il *press'a poco* è un brutto « vestito. Si sottintende che ognuno adatta il vestito alla sua per-

(1) El. J., 1931, XXVIII, p. 381.
(2) L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 576.

« sona. ... La grammatica sta a guardia della lingua nazionale; ma « la guardia più vera è il sentimento di dignità che ogni italiano « deve avere anche nella parola » (3).

2. — Chi scrive per dare alle stampe, sottoponga prima sè che gli altri alla fatica di esaminare attentamente quanto egli intende proporre per la pubblicazione. Cacofonie e ripetizioni inutili potrebbero trarne vantaggiosissima correzione; scomparirebbero alcuni dei *questo, questa, questi,* che si susseguono talvolta con accanimento; si sostituirebbero taluni dei pronomi relativi che diremmo collegati « in cascata », se l'analogia con le macchine elettriche vuol esserci consentita; si eliminerebbero correlativi squilibrati come il *tanto... che* invece del *tanto... quanto,* il *sia... che* invece del *sia... sia*; e si concorderebbero, con soggetti plurimi, verbi al plurale, e si avvertirebbero gli errori nella « consecutio temporum ».

E magari anche un particolare, che può sembrare secondario, verrebbe curato a dovere: l'interpunzione. Dovrebbe pure esser noto che non è corretto spezzare con virgole il corso di una proposizione, a meno che due virgole racchiudano un inciso; e che in italiano « i due punti — che sono esclusivi per riferire parole effettivamente pronunziate, o scritte, o pensate — generalmente esprimono parallelismo, o dichiarazione di quel che precede » (4), onde non sono da usare, come invece assai di frequente vien praticato, in luogo del punto e virgola.

Accanto ai quali difetti, un altro assai comune non possiamo esimerci dal porre in rilievo, per chiedere venga combattuto con assiduità: quello dell'uso di parole straniere, ma ancor prima di questo, quello dell'uso di certe voci e di certi modi di dire, trasportati senz'alcun motivo da altre lingue nella nostra, barbarismi senza giustificazione: *mettere a punto* per *regolare, rettificare, allestire; dettaglio* per *particolare; realizzare* per *comprendere, attuare, effettuare; controllare* per *comandare, dominare, regolare; impiegare* per *adoperare, usare; sfruttare* per *utilizzare; quel che concerne* per *quanto riguarda;* e anche l'uso e l'abuso del genitivo partitivo ed altri difetti consimili. Contro di cui sufficiente presidio sono un buon dizionario, una buona grammatica, ma sopra tutto una buona volontà.

3. — Oltre che nell'uso corretto della lingua, un'attenta cura si deve porre nella proprietà del linguaggio più strettamente tecnico. Molto v'è, in questo campo, da perfezionare: eliminando ad esempio, in innumerevoli casi, gli impropri *lampada* e *valvola* per *tubo elettronico,* sostituendo all'*oscillante* di un circuito (che non si muove affatto) il più rigoroso *oscillatorio,* e così via.

Attenzione altrettanto assidua va prestata ad escludere com-

(3) A. Panzini: Guida alla grammatica italiana. Libretto utile per ogni persona - R. Bemporad, Firenze, 1933.

(4) C. Trabalza ed E. Allodoli: La grammatica degli italiani - F. Le Monnier, Firenze, 1934.

pletamente l'uso dei termini tecnici in lingua straniera, o quasi tale, dagl'ibridi *selfinduzione*, *amperaggio* e simili, alle parole portate di peso, così come sono e senza necessità, da altri idiomi nei nostri scritti; ma almeno, se proprio sembra non potersene far senza, si racchiudano fra virgolette a denunziarne la cittadinanza diversa. Sol che si cerchi con buon volere, per tutte le espressioni necessarie alla tecnica, si trova la corretta dicitura italiana. Nei casi che lasciano agli autori qualche dubbio circa la immediata comprensibilità della versione, in luogo della parola straniera di uso talvolta più corrente, questa si riporti pure, ma in carattere corsivo e fra parentesi, dopo l'espressione italiana. Valgano gli esempi: alimentatore (*feeder*), controfase (*push-pull*), evanescenza (*fading*), presa (*jack*), rilevatore (*pick-up*), soccorritore (*relais*) ma forse meglio relè.

Nell'adozione di quest'ultimo termine ci soccorre un parere autorevole: « La sostituzione di una parola equivalente italiana alle « tante parole straniere non sempre si può fare senza che ne sca- « piti la proprietà del vocabolo. Meglio che una parola incerta, « tanto vale assimilare (sin dove si può). ... Non è bello, d'accordo, « ma è il meglio che si possa fare » (5).

4. — Senza giungere a tacciarlo — come taluno fa — di « pidgin » (l'inglese parlato dai cinesi), bisogna riconoscere che il linguaggio usato da certi autori di scritti tecnici ha talvolta del gergo. Vi contribuisce fra l'altro, a parte la terminologia pseudo-internazionale, l'uso di abbreviazioni, che sembrano voler dare agli scritti un non so che di ermetico, inaccessibile ai non iniziati.

Si aboliscano tutte le abbreviazioni come *a. f.* e *b. f.* (per alta e, rispettivamente, bassa frequenza), *p. s.* e *S. L.* (per preselettore e selettore di linea), *b. l.* e *b. c.* (per batteria locale e batteria centrale), *c. c.* (per corrente continua o corto circuito?) e le innumerevoli altre paragonabili, nonchè le non necessarie *ad es.*, *ecc.* e simili.

Si accettino, eccezionalmente, le ormai classiche *f.e.m.*, *d.d.p.*; le *fig.*, *vol.* e *pag.* (*p.* nelle citazioni a piè di pagina), quando siano seguite dal numero cui si riferiscono; la *loc. cit.* per rimandare da una nota ad un'altra nota già riportata; infine quelle dei titoli *prof.*, *dott.*, *ing.*, se precedono un nome. Ma si escluda, per indicare il plurale, il raddoppio dell'ultima lettera (proff., figg.), che sa di corrispondenza commerciale quanto il *vs.* e il *p. v.*

Naturalmente si accoglieranno, così come sono, le sigle adottate da enti o da riviste: esse divengono veri nomi propri ed è da abbandonare ai titolari la responsabilità della scelta (I. E. N. G. F., A. F., e così via); non dimenticando però — nell'uso italiano — il puntino dopo ciascuna iniziale.

Attenzione si vuole altresì raccomandare nell'uso delle maiuscole. « La tendenza è di abbondare, così che anche sotto l'aspetto « tipografico la pagina è ridotta a una costellazione di lettere grandi « e non fa bel vedere...; ma l'uso italiano nei nostri migliori scrit-

(5) loc. cit. nota (3).

« tori è la parsimonia delle maiuscole » (6). Queste sono da evitare ogni qual volta si tratti di nome comune usato come tale; sono da adoperare nelle denominazioni ufficiali (il prof. X; S. E. il Ministro; l'I. E. N. G. F. è un istituto fondato di recente).

Altrettanta parsimonia è da raccomandare nell'uso del carattere corsivo o delle virgolette (le quali tuttavia, oltrechè per gli usi abituali, sono consigliabili per le diciture in lingua straniera, da riportare nel testo non in carattere corsivo: il « Reichspostzentralamt »): i mezzi per richiamare l'attenzione o segnalare peculiarità devono essere adottati non troppo di frequente, se si desidera che riescano efficaci.

5. — E si curino un po' la forma e l'architettura dei periodi.

Nelle descrizioni di apparecchi, di dispositivi, di risultati di esperienze e simili, si preferisca di norma per i verbi il tempo presente, evitando, tranne in casi speciali, l'imperfetto, il passato o il futuro.

Si rispetti un qualche criterio nello scrivere i numeri in cifre, o in lettere per esteso, evitando, se non nel corso di un intero lavoro, almeno entro una medesima proposizione, asimmetrie come: il circuito a due fili e quello a 4 fili.

Nelle numerazioni ordinali, i numeri romani, in quanto già forniti del carattere di ordinali, non devono essere accompagnati da °; dovranno invece essere seguiti da questo segno i numeri arabi quando, anzichè da cardinali, fungono espressamente da ordinali (il III stadio, il 3° stadio).

Unità, simboli, formule.

6. — Le norme internazionali per l'uso delle unità di misura e dei loro segni abbreviati devono essere rigorosamente rispettate.

Per le grandezze elettriche e magnetiche, le unità fondamentali e le relative espressioni abbreviate sono: coulomb (C), ampere (A), volt (V), ohm (Ω), farad (F), henry (H), joule (J), watt (W); a queste si sono recentemente aggiunte, come raccomandate dalla Commissione Elettrotecnica Internazionale, il weber (Wb) unità pratica di flusso d'induzione magnetica, l'hertz (Hz) unità di frequenza, il siemens (Ss) unità pratica di conduttanza. Esistono anche, già accettate internazionalmente, il gauss (Gs), il gilbert (Gb), il maxwell (Mx), l'oersted (Oe), unità assolute elettromagnetiche rispettivamente di induzione magnetica, forza magnetomotrice, flusso d'induzione magnetica, campo magnetico; ma la più recente adozione internazionale del sistema Giorgi conduce a raccomandare di evitare l'uso di tali unità assolute e di sostituirle con le unità pratiche corrispondenti: weber per metro quadrato, amperspira, weber, amperspira per metro.

I nomi delle unità sono indeclinabili; quando sono scritti per esteso, e non come prime parole di periodo, devono avere l'iniziale minuscola, essendo nomi comuni.

(6) loc. cit. nota (3).

Le espressioni abbreviate delle unità, da adoperare soltanto insieme con valori numerici, non devono mai esser seguite dal punto, a meno che questo occorra per altra ragione (fine di periodo): esse hanno perso il carattere di abbreviazioni per assumere quello di simboli. Possono comporsi fra loro (VA) e con i prefissi M (mega), k (kilo), h (etto), D (deca), d (deci), c (centi), m (milli), μ (micro); nell'uso di questi ultimi, si eviti l'impiego misto del prefisso abbreviato con il nome dell'unità per esteso, o viceversa (non si scriva cioè milliA, kvolt).

Per le lunghezze, le superficie, i volumi, le masse, valgano sempre e soltanto le unità del sistema metrico decimale ed i loro segni abbreviati (m^2, m^3 e non mq, mc; g e non gr), con le stesse norme che per le grandezze elettriche. Si evitino tutti gli altri sistemi: così quello inglese, del quale si trasformino senza eccezione miglia, pollici, libbre e simili nelle unità nostre corrispondenti.

Per i tempi, è riconosciuto internazionalmente l'uso di h per ora, di m per minuto (nei casi in cui non vi sia pericolo di confusione), di s per secondo.

Del neper e del bel, di cui può discutersi l'assimilazione a vere e proprie unità (7), ma non sembra lecito disconoscere l'utilità pratica, sarà buona norma non adottare espressioni abbreviate, per ora non riconosciute ufficialmente, ma accettare l'uso per esteso, insieme con quello del diffusissimo decibel; del quale ultimo la comune rappresentazione con db urta contro la regola, generale fino ad ora per le altre unità con nomi di persona, dell'uso della iniziale maiuscola.

7. — Mentre tanto i nomi delle unità quanto i loro segni abbreviati devono risultare nello stesso carattere del contesto, le lettere che rappresentano grandezze (e quelle che costituiscono richiamo di elementi rappresentati nelle figure) sono da riprodurre tipograficamente in carattere corsivo: e quindi da sottolineare negli scritti a mano o in dattilografia. Ciò occorre lungo il testo, non nelle formule, ove è noto a priori che tutti i simboli compaiono in corsivo, e non sono quindi possibili confusioni.

Rimangono in carattere ordinario le lettere che rappresentano forme, tipi, classi; onde si tratta, ad esempio, di aerei a T, di triodi Philips TC 1/75, di amplificatori di classe B.

Norme internazionali emanate dalla C. E. I. stabiliscono i simboli letterali da assegnare alle varie grandezze di uso più frequente nelle nostre trattazioni. È vivamente auspicabile che tali norme vengano sempre rispettate. Riportiamo in appendice le assegnazioni oggi in vigore, integrate secondo il parere del comitato competente (8).

(7) L. Bouthillon: À propos d'un projet de vocabulaire d'acoustique - Bull. S.F.E., 1934, IV, p. 671.

(8) Tali tabelle di simboli sono ricavate da quelle attualmente sottoposte alla revisione di una sottocommissione (Wennerberg) del Comitato Simboli Letterali della C.E.I. Nella riunione di questo comitato a Scheveningen (20-21 giugno 1935) fu stabilito che si rivedessero le liste di simboli in vigore,

Delle grandezze elettriche variabili col tempo, i valori istantanei si indicano con lettere minuscole, i valori efficaci (e così quelli costanti) con maiuscole, i valori massimi con maiuscole munite dell'indice *m*.

A proposito degli indici, si eviti assolutamente il malvezzo di scriverli in carattere uguale e sulla stessa riga della lettera che n'è affetta: accade pur troppo spesso di trovare negli originali *Lo* per L_o, *Vm* per V_m e così via, con evidente possibilità di confusioni. Quando gli indici sono più d'uno, non si dispongano a livelli diversi l'uno dall'altro, poichè ciò porta non lievi complicazioni tipografiche e disformità; ma si allineino tutti su una medesima riga, a livello inferiore alla lettera cui sono assegnati.

Quanto alle grandezze che non figurano nelle liste di simboli, si tenga presente la norma generale, che per gli angoli, per le grandezze senza dimensioni e per quelle così dette specifiche sono consigliabili lettere greche minuscole.

Ai caratteri di tipo non comune — gotico, rotondo, grassetto e analoghi — si ricorra solo se non si può farne a meno; e nell'allestire gli originali per la tipografia, non si manchi di segnalare la richiesta con nota in margine.

8. — Nei numeri si escluda l'uso del punto in luogo della virgola, per dividere la cifra delle unità da quella dei decimi (tanto nel testo, quanto nelle figure, ove tale uso è diffusissimo, importato dall'estero); e si eviti nel modo più rigoroso di adoperare la virgola per separare i gruppi di tre cifre nei numeri costituiti da più che tre di queste: fra le migliaia e le centinaia, fra i milioni e le centinaia di migliaia, e così via. Si adotti per contro, meglio che il punto, una maggiore distanza.

Il punto come segno di moltiplicazione, consentito quando non sia possibile ambiguità, va indicato in modo evidente a mezza altezza, non al livello inferiore della riga. In questo caso, come in molti altri consimili, un piccolo segno di richiamo sull'originale (ad esempio una freccia a matita sotto il punto) può evitare equivoci nella composizione tipografica e risparmiare successive correzioni.

Il segno /, come linea di frazione fra numeratore e denominatore sulla stessa riga, è da evitare nelle formule od espressioni matematiche che, essendo « disgiunte » cioè figurando in riga a sè, anche se plurilineari non disturbano gli interspazi fra le righe uniformi del testo. È invece da adottare per le frazioni che si vogliono far seguire nel pieno delle righe, e che è meglio siano sempre unilineari appunto per evitare disuniformità di interspazi, oltrechè per semplificare il lavoro di composizione tipografica; naturalmente in questo caso si deve saper ricorrere, con giusta larghezza, alle parentesi (tonde, quadre, a graffa) per eliminare ogni possibile ambiguità. E a tale lavoro è bene provveda direttamente l'autore, poichè il lasciarlo, come spesso si fa, alle cure del tipografo può dar

---

cioè quelle contenute nel Fascicolo 27 della C.E.I. (Annuario A.E.I., 1932, VIII-II, p. 71). Le tabelle che noi riportiamo contengono — rispetto a queste ultime — specificazioni ulteriori, alcune aggiunte e poche varianti.

luogo a compilazione di formule unilineari non equivalenti alle plurilineari originali. Nelle espressioni matematiche destinate a comparire in riga a sè, si raccomanda di preferire la linea di frazione orizzontale, più perspicua.

Per tutte le formule od espressioni disgiunte, si può adottare il criterio unico di sospendere con due punti la riga che le precede e che resta interrotta; ma si può anche accettare la norma di segnare o non l'interpunzione precedente la formula, come se questa si scrivesse di seguito sulla riga stessa, terminando quindi quest'ultima con una virgola, con un punto e virgola, con due punti od anche senza segno d'interpunzione. Ciò che non si deve dimenticare dopo le formule disgiunte, è l'eventuale segno d'interpunzione che il corso del periodo può richiedere, prima che si riprenda il testo; qualora tale segno sia un punto, s'indichi con chiarezza se si vuole che il successivo periodo incominci a capo od a filo di margine.

Nelle espressioni matematiche, mentre, come si è detto, le grandezze si rappresentano con lettere in carattere corsivo, le indicazioni sen, cos, log e analoghe devono comparire in carattere ordinario. Per le funzioni trigonometriche circolari è consigliabile l'uso uniforme di tre lettere per ciascuna, cosa che consente opportune simmetrie di formule e di tabelle: sen, cos, tan (o tng), ctg, sec, csc. Per le funzioni iperboliche si adotti l'h in seguito immediato alle indicazioni ora elencate: senh, cosh, e così via. Per i logaritmi (log, sempre con l'iniziale minuscola) non si tralasci d'indicare la base: la lieve fatica ha il compenso di una più completa chiarezza e di una più rapida comprensione ed utilizzazione delle formule, in sede di consultazione. Le abbreviazioni come cost. per costante, min. per minimo, accettabili nelle formule, si terminino sempre col punto [9].

Contributi originali.

9. — Nell'allestimento di un contributo da pubblicare, noi supponiamo già compiuta la parte di lavoro corrispondente alla raccolta del materiale. Consideriamo l'autore in sede di compilazione del suo scritto.

Nell'inquadramento di questo è anzi tutto da tener presente la suddivisione in paragrafi, che deve risultare il più possibile razionale ed equilibrata, tenendo conto degli argomenti di ciascuno di essi. Due forme se ne presentano adatte ai nostri casi; fra le quali il tipo stesso del contributo consiglierà la scelta. La suddivisione in paragrafi relativamente brevi, senza titolo, contraddistinti da un semplice numero arabo progressivo, dall'inizio alla fine del la-

---

(9) Molte altre utili indicazioni e norme, a proposito della grafia delle formule e delle espressioni matematiche, si possono ricavare da:

G. Peano: L'esecuzione tipografica delle formule matematiche - Atti R. Acc. Sc. Torino, 1915-1916, LI, p. 279.

London Mathematical Society: Notes on the preparation of mathematical papers - C. F. Hodgson, London, 1932.

voro ([10]); la suddivisione in paragrafi di maggiore importanza, ciascuno con titolo, numerati progressivamente con numeri arabi ([11]). Talvolta le due forme di suddivisione possono utilmente sovrapporsi, dando luogo a capitoletti intitolati, ciascuno costituito da un numero vario di paragrafi numerati; è bene allora rinunziare a fornire di numerazione i capitoletti, per evitare ambiguità negli eventuali riferimenti ([12]). Casi molto speciali richiedono talvolta la suddivisione in veri e propri capitoli o parti più importanti; ma sono da considerare eccezionali.

Negli articoli vanno sempre numerate, oltre i paragrafi, anche le note e le figure, nonchè spesso le formule.

Le note si contraddistinguono con numeri arabi fra parentesi tonde, con numerazione unica dal principio alla fine del lavoro, e si riportano al piede della pagina, nella quale compare la loro citazione.

Le figure sono individuate da numeri arabi progressivi (che si fanno precedere dall'indicazione fig.), meglio in serie unica e continua, che con eventuali ripetizioni del tipo fig. 1 a, fig. 1 b, le quali sono piuttosto da riservare ai casi di parti di una medesima figura. E devono tutte venir citate almeno una volta lungo il testo, segnalandosi con evidente indicazione a margine il primo luogo ove ciò avviene per ciascuna di esse, affinchè il compositore ne abbia norma per l'impaginazione. Sotto ogni figura dovrà, nella pubblicazione definitiva, venir composta la relativa dicitura; e poichè gli originali delle illustrazioni si forniscono separati dal testo, l'elenco delle diciture è da riportare al completo in fondo all'originale.

Le formule, almeno le più importanti e specialmente se devono venir richiamate nel seguito, si numerano con cifre arabe fra parentesi quadre a filo del margine sinistro, per non disturbare sulla destra l'eventuale interpunzione che segua le formule. Naturalmente l'assegnazione di un numero ad una formula — od anche ad un gruppo di formule — richiede che queste vengano riportate in righe a sè.

10. — Nell'allestimento materiale del testo che dovrà passarsi in tipografia, si lasci in capo alla prima pagina del contributo un ampio spazio (per le annotazioni redazionali e tipografiche), si rispettino sempre margini abbondanti e larghe interlineature (la trascuranza di questa norma tanto semplice e pur tanto importante rende a volte senza confronto più ardua la revisione dei contributi), si scriva su una facciata sola dei fogli con calligrafia molto chiara o, meglio, in dattilografia.

Un'attenzione particolare va riservata alla scritturazione dei simboli, specie a taluni di essi, per i quali è più facile qualche confusione: nella scrittura a mano è frequente la possibilità d'equi-

---

([10]) Vedi ad esempio: A. F., 1935, IV, p. 314.
([11]) Vedi ad esempio: A. F., 1935, IV, p. 714.
([12]) Il presente scritto offre esempio di questo sistema. Ed altra applicazione se ne trova in A. F., 1935, IV, p. 389, ove anche i paragrafi secondari hanno titolo.

voco fra Z e z, fra α e a, fra δ, ∂ e d; nella dattilografia, fra 1 (cifra araba), I (cifra romana), *I* (lettera maiuscola) ed *l* (lettera minuscola); in ambedue, fra *O*, *o* (lettera maiuscola o minuscola) e 0 (cifra araba). E gli esempi potrebbero moltiplicarsi.

A proposito di simboli, non si tralasci mai di chiarirne il significato, la prima volta che si adoperano: si scrive non soltanto per gli iniziati a un certo ramo della tecnica o della scienza, e non soltanto per coloro che adoperano le nostre medesime notazioni e convenzioni. In una rivista scientifica, ove non si lotta con lo spazio (come invece accade ad esempio in un manuale che voglia rimanere di piccola mole), tali convenzioni, accettabili come note a priori, è meglio vengano completamente bandite, o limitate a un numero veramente minimo. Se in un lavoro i simboli sono molti, è buona norma raccoglierli all'inizio in un elenco con i significati.

Quando si intende con un periodo andare a capo, lo si indichi chiaramente, cominciando la riga a una evidente distanza dal margine sinistro: è un'illusione che sia sufficiente l'aver terminato la riga precedente non a filo del margine destro, poichè in molti casi non ne consegue una distinzione abbastanza esplicita. Quando viceversa si desidera che un capoverso cominci a filo del margine sinistro, perchè, pur dopo un punto necessariamente a fine di riga (in seguito a una formula in riga a sè, o a una successione di titoli con ritorno a capo per ciascuno di essi), si rinunzia a un a capo, è consigliabile annotare a margine un chiarimento per il proto, a scanso di equivoci nella composizione.

11. — Alle bibliografie raccolte in fondo agli articoli sono da preferire le citazioni singole in note a pie' di pagina: queste, presso la sede in cui possono interessare il lettore, riescono generalmente molto più utili. Senza contare che, poichè in tali richiami è consigliabile una giusta parsimonia, vantaggiosa all'efficacia di quelli veramente importanti, rimane così meno incoraggiata la tendenza di qualche autore ad ampliare esageratamente e senza bisogno la lista delle citazioni. Le bibliografie finali sono da riservare ai casi in cui occorrano liste di fonti generiche, in particolare, ad esempio, a taluni lavori di tipo monografico.

Le citazioni di libri o di articoli siano sempre presentate nella forma normale scelta dal periodico, in cui il lavoro dovrà comparire. Nel caso nostro, è facile trovarne esempi scorrendo un qualunque fascicolo arretrato, od anche semplicemente le note di questo scritto: le note (1), (2), (10), (11) e (12) contengono richiami a punti di riviste, le (7) e (8) ad articoli comparsi su pubblicazioni periodiche, le (3), (4) e (9) a libri ed opuscoli; l'ultima col nome di un ente collettivo come indicazione di autore.

Non si tralascino mai, nella citazione, la iniziale o le iniziali del nome dell'autore innanzi al cognome di lui. Se gli autori sono più d'uno, fra i nomi del penultimo e dell'ultimo (i precedenti si separano con virgole) si ponga la congiunzione italiana *e* nel caso che segua un titolo in italiano o che non segua titolo; si pongano invece le congiunzioni *et*, *and* (*a.*), *und* (*u.*) nei casi in cui seguano titoli nelle rispettive lingue.

Nelle citazioni da periodici più complete, si fanno seguire al nome d'autore il titolo dell'articolo, il titolo della rivista abbreviato, l'anno di pubblicazione in cifre arabe, il numero del volume in caratteri romani, il numero della pagina preceduto da p.: le varie indicazioni separate da segni d'interpunzione come negli esempi delle note (7) e (9). Qualche autore, specialmente se le citazioni sono molto numerose, tralascia il titolo dell'articolo cui vuol fare riferimento (13): la semplificazione può accettarsi, ma è allora raccomandabile venga uniformemente mantenuta per tutte le citazioni che figurano nel medesimo lavoro.

Vi sono riviste nelle quali la numerazione delle pagine riprende ad ogni fascicolo; nel citarne articoli, si faccia seguire immediatamente al numero romano del volume il numero arabo del fascicolo fra parentesi rotonde: Telefunken Zeit., 1935, XVI (71), p. 44. Se, senza avere una numerazione dei volumi, la rivista ha soltanto una numerazione per fascicoli continua dall'inizio della pubblicazione, il posto del numero romano del volume si occupi con l'arabo del fascicolo: E. F. D., 1935, 39, p. 85.

Per le abbreviazioni dei titoli dei periodici è da adoperare, almeno nell'àmbito di una medesima rivista, un unico codice; sarebbe naturalmente auspicabile che esso presentasse la maggior possibile generalità d'adattamento e la maggiore diffusione. Vi sono pubblicazioni che trattano sistematicamente tale questione, dànno regole di normalizzazione e offrono elenchi di titoli abbreviati (14). La nostra rivista ha finora cercato sopra tutto di far aderire le abbreviazioni, da essa adottate, a quelle più largamente diffuse ed a quelle che le varie pubblicazioni propongono per se stesse, uniformando poi l'intero codice con la maggior possibile simmetria. L'edizione di questo, man mano aggiornata, si trova in testa alla rubrica « recensioni » del primo fascicolo delle successive annate (15); per i titoli che non vi figurano, non è difficile ricavare l'abbreviazione per analogia con quelli ivi riportati.

12. — Si tenga presente la norma di non fare economia di figure. Esse rendono più facile attraente ed istruttiva la lettura della rivista. Spesso uno schema o un grafico ben appropriati possono sostituire, con molto maggiore chiarezza ed efficacia, lunghe descrizioni di apparecchi o relazioni di risultati. Non si dimentichi quanto si è già raccomandato nel § 9 a proposito delle diciture che debbono sempre accompagnare le illustrazioni.

Gli originali delle figure siano allestiti separatamente dal te-

---

(13) La citazione di nota (7) diventerebbe:
L. Bouthillon: Bull. S.F.E., 1934, IV, p. 671.

(14) Institut International de Coopération Intellectuelle: Code international d'abréviations des titres de périodiques - Institut International de Coopération Intellectuelle, Paris, 1930.
Deutscher Verband Technisch-Wissenschaftlicher Vereine: Kurztitelverzeichnis technisch-wissenschaftlicher Zeitschriften - Deutscher Verband Technisch-Wissenschaftlicher Vereine, Berlin, 1931.

(15) A. F., 1935, IV, p. 60.

sto: la via, che i primi seguiranno per la riproduzione, non è quella della composizione tipografica, riservata invece al secondo.

In tutti i grafici, le scritte — ben s'intende, soltanto in lingua italiana e rispondenti alle norme già riportate per i simboli e per le unità — siano eseguite a mano in calligrafia chiara e regolare; si escludano le diciture in dattilografia o in tipografia. Nei diagrammi si riporti la quadrettatura con maglie di giusta ampiezza e non si tralasci mai d'indicare le grandezze che le coordinate rappresentano, e le unità in cui tali grandezze sono espresse.

Nè si trascuri di aver presenti le proporzioni finali approssimative che la figura riprodotta dovrà non superare: larghezza o altezza massime della composizione tipografica di una pagina, per figure che richiedano tali dimensioni; larghezza o altezza anche notevolmente minori, per gli altri casi. Si tenga conto di ciò nel proporzionare le eventuali scritte e lettere rispetto al complesso della figura: talvolta il rimpicciolimento di questa, alle dimensioni che essa merita e che le vengono assegnate, rende minutissime, quasi illeggibili, le diciture che vi compaiono. È raccomandabile adottare, per il disegno originale, dimensioni abbastanza grandi, così da permettere l'uso del normografo per le scritte (16).

13. — Ogni articolo originale deve essere accompagnato dal riassunto in lingua italiana, che si comporrà in testa ad esso, fornirà un'idea sommaria del lavoro e servirà per la Bibliografia Italiana edita dal Consiglio Nazionale delle Ricerche. È buona norma evitare che vi ricorra il soggetto « l'autore »: se qualcosa vi è riportato, è molto probabile che sia stato l'autore a dirlo.

Il riassunto sia breve, ma non una semplice estensione e parafrasi del titolo, la quale dica all'incirca le stesse cose con un maggior numero di parole. Con un po' di cura si possono stendere riassunti brevi ed efficacissimi: meglio, sotto vari punti di vista e se non sono molto lunghi, senza lo spezzettamento degli a capo.

Oltre i riassunti in italiano, la nostra rivista pubblica in pagine a sè, in coda ai fascicoli, quelli nelle lingue francese, inglese e tedesca di tutti i contributi originali: tali riassunti possono venir allestiti dagli autori come la traduzione del riassunto italiano, a meno che gli autori stessi non preferiscano fornire in questa sede qualche più diffuso particolare, tenendo conto del fatto che dai sommari in lingua straniera vengono poi talvolta tratte le recensioni dei lavori.

14. — E quando il lavoro gli sembra finito, voglia l'autore rivolgersi nuovamente ad esso, con mente diversa da quella di chi scrive, sibbene con quella di chi dovrà leggere.

Una delle più sicure prove di intelligenza consiste, in ogni campo, nel sapersi porre a guardare i fatti e le idee anche dal punto

(16) Vedi ad esempio: A. F., 1935, IV, p. 154.

di vista altrui. Qui è essenziale riuscire a sostituirsi al lettore, che affronterà per la prima volta il nostro lavoro, animato dal desiderio di trarne profitto. Occorre saper indovinare quali saranno i punti dinanzi a cui si fermerà perplesso, quali quelli che lo scoraggeranno e potranno indurlo a desistere: talvolta un semplice chiarimento — magari non indispensabile a stretto rigore — può gettar luce su tutta una trattazione, eliminando un dubbio, chiarendo un equivoco; se esso manca, il lettore continuerà forse a brancolare quasi a tentoni per lungo tratto, poichè fra l'altro potrà anche essergli sfuggito quel piccolo, forse oscuro, accenno, cui l'autore ha creduto di affidare il chiarimento. E si corregga e si limi e si rifaccia fino a che ogni perplessità venga allontanata.

Nella revisione finale si osservi anche l'architettura dell'insieme, si badi all'equilibrio di mole e d'importanza dei paragrafi, si verifichi l'omogeneità fra i titoli di essi. Si percorrano ancora una volta le numerazioni che devono risultare continue: dei paragrafi, delle note, delle figure, delle formule. Nessuno, non certo i responsabili, crederebbe vero il numero di volte che tali numerazioni risultano discontinue nei lavori presentati per la pubblicazione!

Ed anche la parte grammaticale ed ortografica si riveda in questa sede, per curarla pur sotto i punti di vista già segnalati nel § 2: aggiunte e correzioni fatte in momenti successivi deformano talvolta una proposizione od un periodo, procurano ripetizioni non sospettate, incidono malamente nell'interpunzione; soltanto una revisione finale, sistematica ed attenta, può rivelarlo.

Contributi per le rubriche.

15. — Chi si propone di allestire contributi per qualcuna delle rubriche di una rivista, si orienti anzi tutto circa le norme che in ogni rubrica vengono rispettate: circa il genere dei singoli contributi, circa l'intonazione che si cerca di mantener loro, circa la forma in cui essi son presentati.

Quest'ultima raccomandazione valga particolarmente per il titolo e per l'intestazione, per i quali non si dimentichi di prendere a modello i contributi già pubblicati. Si curi l'uniformità con questi, nell'ordine di successione degli elementi che vi figurano, nell'interpunzione scelta per separarli, nell'uso delle maiuscole e delle minuscole nonchè dei vari caratteri, nella completezza, ove occorra, della citazione bibliografica.

Se il decoro esteriore delle riviste, di cui sono elemento non trascurabile l'ordine e l'accuratezza anche sotto questi aspetti, vuole essere affidato all'attenzione dei collaboratori piuttosto che frutto di un'attività redazionale di revisione sistematica, non sostenibile nei nostri casi per moltissime ragioni, sarà pur necessario che i collaboratori impegnino la loro buona volontà nella modesta, ma non inutile bisogna. E che si considerino responsabili per la loro parte e cointeressati alla riuscita dell'impresa.

Nè si faccia conto — a proposito di questo come di qualunque altro particolare — sulle possibilità che rimangono in sede di correzione di bozze. Gli originali devono giungere alla redazione, e da questa trasmettersi alla tipografia, perfetti quanto è possibile; al correttore delle bozze (anche se questi è l'autore medesimo) non deve riservarsi altra opera che quella di verificare l'identità della composizione tipografica col testo originale. E ciò, non soltanto perchè così si evita un non giustificato aggravio di spesa editoriale, ma anche perchè il dover provvedere, durante la revisione delle bozze, non alle sole correzioni indispensabili di carattere tipografico, accresce il ben noto pericolo, che l'esecuzione di un ritocco conduca a introdurre nuovi errori in prossimità di quello: cosa tutt'altro che impossibile specie nel caso della composizione in linotipia, ove qualunque modifica, sia pur lieve, rende necessaria la rifusione dell'intera riga di stampa.

I collaboratori tengano possibilmente minuta dei loro contributi e la confrontino col testo definitivo, che compare sulla rivista, così da trarre profitto dai ritocchi che vi possono trovare apportati.

16. — Nell'allestire i contributi, che intendono informare brevemente di lavori più ampi, il recensore cerchi d'immedesimarsi completamente nella situazione del lettore, che non può consultare l'originale e preferisce certo alle indicazioni vaghe, e perciò poco utili o addirittura inutili, elementi precisi e concreti, anche se questi sono soltanto una parte (la più importante) del lavoro originale. Non si ricordino col semplice titolo parti intere della fonte: molte volte, piuttosto che scrivere frasi come « lo schema è illustrato da numerose figure » oppure « l'impianto di vuotatura è descritto minutamente » passando poi oltre senz'altro, è meglio sopprimere addirittura simili frasi. E invece non si riduca eccessivamente, e sopra tutto non si sopprima, l'introduzione; la quale orienta il lettore generico sullo scopo della ricerca o sull'argomento dello studio, e può esser la chiave per dare al seguito un valore che altrimenti non avrebbe.

Per la compilazione linguistica e formale, nonchè per la stesura materiale di questi contributi, valga tutto il già detto. Anche qui i simboli adoperati devono avere tutti la loro spiegazione, e le norme circa l'uso delle unità e dei loro segni d'abbreviazione devono essere rispettate. Anche qui — anzi in certi casi particolarmente qui — una giusta scelta delle eventuali figure (con scritte chiare e soltanto in italiano) e delle relative diciture (che non devono mai mancare) può riuscire di preziosissimo ausilio a un'esposizione breve ed efficace. Anche qui è da conservare la massima parsimonia nell'uso di « l'autore », « gli autori ». Ed anche qui i diritti della lingua, della grammatica e della sintassi devono venire giustamente rispettati.

Revisione delle bozze.

17. — Le bozze di stampa devono essere lette con grande attenzione e rivedute con la massima cura. La frequenza di errori tipografici in un testo è uno degli elementi di giudizio della diligenza con cui il lavoro è stato eseguito; ogni errore che rimane nella pubblicazione è una vera e propria menda, e non si devono risparmiare attenzione e fatica per eliminarne nel modo più completo la presenza. Tanto più nelle nostre pubblicazioni, nelle quali la colpa di tali errori necessariamente deve farsi risalire agli autori che ne conservano la responsabilità.

Inoltre la revisione delle bozze è la sede più opportuna per il confronto, che gli autori stessi possono fare, dei ritocchi proposti ai loro testi dalla redazione: cosa che ha la sua importanza, in ispecie per coloro che intendono collaborare con assiduità ad un periodico, e che possono così acquistare man mano conoscenza più precisa delle norme in esso rispettate. Non dovrebbe invece la revisione del composto servire a ritocchi e modifiche di carattere formale o concettuale, rispetto all'originale: come si è detto nel § 15.

Per segnalare sulle bozze le correzioni, si adoperano segni di richiamo, che si tracciano sulle lettere, sulle parole, sui punti errati e si riportano in margine indicando vicino ad essi la modificazione da eseguire (fig. 1) ([17]). Alcuni di questi segni sono di uso quasi universale; taluni denotano già di per sè la correzione da apportare; altri servono solo come richiamo per la notazione a margine. In genere per essi non è necessario tenersi rigorosamente legati a codici prestabiliti, purchè sia raggiunto lo scopo di rappresentare in modo evidente ed inequivocabile il ritocco che si desidera: anche qui, nei casi dubbi, può assai utilmente soccorrere una breve annotazione (meglio se a matita) di chiarimento.

La norma che deve assolutamente esser rispettata è quella di non apportare correzioni direttamente sul testo composto. Bisogna anche evitare il ripetersi di richiami uguali a breve distanza e sarebbe auspicabile l'uso di inchiostro di colore diverso da quello della stampa, specialmente per i segni di riporto a margine. Non si tralasci mai di chiarire bene se s'intenda conservare o sopprimere l'eventuale interpunzione contigua ad una correzione.

18. — Accanto alla correttezza della composizione, dal punto di vista strettamente grafico e letterale, si deve sempre verificare anche la proprietà dei caratteri adoperati per i simboli delle grandezze e per i segni abbreviati delle unità (§ 7), nonchè l'esattezza delle formule e delle espressioni matematiche, per le quali talvolta il tipografo non dispone precisamente dei segni proposti dall'autore e può quindi esser condotto a sostituzioni non appropriate.

([17]) Istituto Giovanni Treccani: Enciclopedia italiana di scienze, lettere ed arti. Vol. VII - Bestetti e Tumminelli, Milano e Roma, 1930.

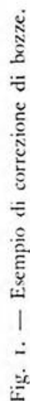


Fig. 1. — Esempio di correzione di bozze.

Oltre l'esattezza letterale, dei segni e dei caratteri, è anche da verificare l'uniformità degli interlinea; e questa, che di norma il tipografo rispetta automaticamente, presenta un punto debole negli spazi maggiori che a volte vengono introdotti nell'impaginazione: ad esempio all'inizio e alla fine di capoversi che facciano parte di una elencazione, non distinta con interlinea differenti nell'originale. Accade allora talvolta, che gli spazi maggiori vengano collocati non al loro posto appropriato, quando ad esempio l'ultimo dei tratti di testo dell'elencazione risulta di più capoversi, così che il proto può non indovinare la giusta sede del termine di questa.

A conclusione della revisione, poi, non si tralasci mai la verifica riassuntiva di tutte le particolarità che dovrebbero essere uniformi (incolonnamento e intestazioni delle pagine, caratteri e collocazione dei titoli dei paragrafi, simmetria delle formule e delle tabelle) e di tutte le numerazioni che dovrebbero risultare continue (dei paragrafi, delle note, delle figure, delle formule). Spesso una scorsa, data di seguito a ciascuno di questi elementi, rivela imprecisioni ed asimmetrie, che sono sfuggite nella revisione del lavoro compiuta leggendolo sistematicamente da capo a fondo.

In fine, nel restituire alla redazione le bozze rivedute di un contributo originale, non si dimentichi di segnalare il numero di estratti che eventualmente se ne desiderano. È questa la sede normale in cui tale richiesta va fatta, e il trascurarla può portare poi alla dolorosa constatazione che, il composto tipografico essendo stato rifuso, non è più possibile disporre di estratti.

Conclusione.

19. — In queste note non s'è inteso dir tutto. « Niente avrei detto, se fosse necessario dir tutto » (BECCARIA). E tanto più in questa materia, nella quale — come d'altronde in innumerevoli altre — la varietà dei casi, che si possono presentare, non consente di esaurirli in una casistica limitata.

Ma anche qui — proprio come in innumerevoli altre circostanze — la buona volontà degli interessati può sopperire ad ogni manchevolezza; poichè un po' di osservazione, un po' di cura, un po' di diligenza sono certo i mezzi migliori per ottenere i risultati voluti.

E questi possono essere premio alla fatica: la semplice idea dell'importanza di una buona stampa tecnica, come educatrice e come ambasciatrice all'estero, dovrebb'essere stimolo a non lesinarsi. Uomini di grande valore, fra i più rappresentativi e influenti, giudicano della serietà e dell'efficienza di un paese dal modo come son fatte le sue riviste tecniche. Parafrasando un detto recente (PANZINI), si può bene affermare che « nella letteratura tecnica della patria è anche la patria ».

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris ».

APPENDICE (18).

Simboli in lettere romane.

Simbolo	Grandezze e altri significati
A	lavoro meccanico
B	induzione magnetica
c	velocità della luce
C	capacità
d	diametro
D	induzione elettrostatica
e	2,718..., valore istantaneo di E
E	forza elettromotrice
$\mathcal{E}$	campo elettrico
f	frequenza
F	forza meccanica
$\mathcal{F}$	forza magnetomotrice
g	accelerazione della gravità
G	conduttanza
h	costante di Planck
H	campo magnetico
i	valore istantaneo di I
I	corrente
j	$\sqrt{-1}$
J	intensità di magnetizzazione
l	lunghezza
L	autoinduttanza
m	massa
M	induttanza mutua
$\mathcal{M}$	momento magnetico
n	numero di giri per unità di tempo
N	numero di spire di avvolgimento
p	valore istantaneo di P
P	potenza
Q	quantità di elettricità
r	raggio, coordinata polare
R	resistenza
$\mathfrak{R}$	riluttanza
S	superficie
t	tempo, variante per θ = temperatura
T	durata di un periodo, variante per Θ = temperatura assoluta
u	densità di corrente
U	variante per V = differenza di potenziale elettrico
v	velocità lineare, valore istantaneo di V
V	differenza di potenziale elettrico
W	energia o lavoro
x	coordinata
X	reattanza
y	coordinata
Y	ammettenza
z	coordinata
Z	impedenza

(18) Vedi nota (8).

Simboli in lettere greche.

Simbolo	Grandezze e altri significati
α	angolo
β	variante per α
γ	variante per α , conduttività
δ	densità di massa
ε	costante dielettrica, variante per $e = 2{,}718...$
ζ	coordinata
η	rendimento, coordinata
θ	temperatura, coordinata polare, angolo
Θ	temperatura assoluta
$\varkappa$	suscettibilità magnetica
λ	lunghezza d'onda, conducibilità degli elettroliti
μ	permeabilità magnetica
μ_0	permeabilità magnetica del vuoto
ν	variante per f = frequenza
ξ	coordinata
π	3,14...
ρ	resistività, densità d'elettricità in volume
σ	densità superficiale elettrica o magnetica
τ	costante di tempo
φ	differenza di fase, valore istantaneo di Φ
Φ	flusso d'induzione magnetica
ω	velocità angolare, pulsazione

RECENSIONI

ACCUMULATORI E PILE.

L. Jumau — **Gli accumulatori elettrici secondo i brevetti recenti.** (R. G. E., 7 e 14 settembre 1935, XXXVIII, 10 e 11, pag. 335-348 e 367-382, con 56 fig.).

Le notevoli migliorie apportate in questi ultimi tempi nella costruzione degli accumulatori, e di tutto quanto può essere considerato loro parte accessoria, hanno consentito di raggiungere un ragguardevole grado di sicurezza nel funzionamento di essi e vantaggi considerevoli nella pratica quotidiana del loro uso. Una rassegna dei brevetti più recenti, posteriori al 1933, consente di aggiornare la conoscenza di questa materia.

A proposito degli accumulatori a piombo, sono anzi tutto da notare forme di griglia opportunamente studiate, costruzioni della placca ed applicazioni della materia attiva che permettono di ottenere una migliore ripartizione della corrente nella placca stessa, mentre fori convenientemente praticati provvedono alla completa evacuazione dei gas sviluppantisi dall'elettrolito. Nel caso che le griglie delle placche siano di piombo all'antimonio, per evitare la formazione di coppie locali di scarica della materia attiva negativa, provocate dall'antimonio elettrolizzato che proviene dall'attacco della griglia positiva, si riveste la parte di questa, esposta all'azione dell'elettrolito, di una guaina isolante ed inattaccabile; allo stesso fine si ricopre del medesimo rivestimento il velo perforato di piombo che ricopre la griglia a larghe maglie delle placche negative di tipo a cassettoni.

Il governo degli elettroliti, sia liquidi sia immobilizzati, è ottenuto mediante dispositivi vari, i quali consentono di assicurare un giusto riempimento ed il mantenimento automatico del livello dell'elettrolito nell'interno degli elementi. Sono proposti diversi tipi di elettroliti sia a liquido sia a secco, allo scopo di raggiungere, in grado maggiore o minore, l'uno o l'altro dei seguenti vantaggi: forza elettromotrice elevata, debole resistenza interna, riduzione di azioni locali, rendimenti elevati, carica rapida, lunga durata.

Particolari separatori e diaframmi sono stati studiati per facilitare la circolazione dell'elettrolito fra le placche nonchè lo sviluppo e l'evacuazione dei gas, per ridurre la superficie di materia attiva mascherata dalle nervature, per ottenere buoni risultati nei riguardi della tensione e della capacità sotto rapidi regimi di scarica. Detti separatori sono poi rinforzati nelle loro parti più fragili e rivestiti di sostanze speciali per impedirne la decomposizione sotto l'azione dell'elettrolito.

Nel campo degli accessori i nuovi dispositivi sono numerosi: più importanti e degni di nota quelli che consentono la chiusura stagna fra coperchio e recipiente, la semplicità nel collocare e nel fissare le singole placche, la facile sorveglianza delle condizioni generali della batteria, quelli che impediscono la fuoruscita del liquido dagli accumulatori trasportabili, ed infine quelli che permettono di montare e smontare in modo facile e rapido le batterie di avviamento, senza compromettere la ermeticità dei recipienti e consentendo ad un tempo sollecita presa di corrente dai morsetti e pronta connessione fra gli elementi. Non meno interessanti sono i brevetti che si prefiggono di assicurare la inversabilità dell'elettrolito, qualunque sia l'inclinazione dell'elemento, o di impedirne proiezioni all'esterno per effetto di scosse, proprietà questa particolarmente preziosa per le batterie portatili e per le lampade tascabili.

La formazione di derivazioni parassite fra placche eteropolari appoggiate sugli stessi tasselli, per deposito accidentale di materia attiva su questi, è evitata rivestendo con placchette isolanti la parte delle griglie omopolari in contatto con quelli; allo stesso scopo si rivestono di rondelle o di cappucci isolanti i morsetti e i tubi di scarico dei gas. Alcune case costruiscono batterie monoblocco caratterizzate dall'avere un unico coperchio nel quale si trovano le connessioni che, in alcuni casi, non attraversano neppure il coperchio stesso.

È degna infine di particolare rilievo una utile innovazione che consente di eliminare completamente i gas di sviluppo elettrolitico, che sono sempre di ostacolo alla ermeticità di chiusura degli elementi. Il ritrovato consiste nell'adozione dei così detti elettrodi a gas, costituiti da uno speciale materiale, composto in parte per reagire con l'elettrolito, in parte per assorbire i gas: tale assorbimento si riduce alla ricombinazione diretta, per catalisi, dell'idrogeno e dell'ossigeno.

Nel campo degli accumulatori ad elettrodi non di piombo, brevetti diversi apportano varianti di un certo interesse sia nella costruzione generica dell'accumulatore sia nella costituzione degli elettrodi e degli elettroliti. Fra gli accumulatori ad elettrolito solforico, degno di nota è l'accumulatore a secco allo stagno di Féry, fabbricato in tipi diversi: in un tipo, ad esempio, l'elettrodo negativo è costituito da un filo di stagno, in un altro da una mescolanza di ossido di stagno e di materia porosa imbevuta di acido solforico; un terzo tipo dà luogo ad una pila rigenerabile allo stagno a liquido immobilizzato; un'ultima variante consiste nella sostituzione dello stagno con il bismuto o con l'antimonio, sostituzione che consente all'elemento di mantener bene la sua capacità, essendo l'antimonio poco intaccabile dall'acido solforico a circuito aperto.

Negli accumulatori alcalini si è raggiunto un notevole progresso con uno speciale procedimento consistente nel far funzionare lo zinco da materia attiva insolubile e nell'utilizzare un fluoruro solubile come elettrolito; con tale sistema si possono evitare i gravi inconvenienti derivanti dalla utilizzazione dell'elettrodo negativo di zinco come elettrodo solubile. Altri brevetti, sempre sullo

stesso tipo di accumulatore, si riferiscono a dispositivi atti ad evitare il deposito di zinco spugnoso durante la carica oppure ad eliminare il deterioramento delle placche positive, dovuto all'accumularsi dell'ossido ferrico nel loro interno allorchè la temperatura sorpassa i 48° C. Un brevetto definisce la speciale costruzione di un elettrodo negativo di zinco, col quale viene impedita la discesa per gravità delle soluzioni concentrate di zincato potassico nella parte inferiore dell'elemento; un altro brevetto stabilisce un procedimento per aumentare il coefficiente di utilizzazione della materia attiva positiva, aggiungendo all'ossido di nichel ossidi di altri metalli i quali abbiano più gradi di ossidazione e facilità di perdere il loro ossigeno; un ultimo procedimento infine permette di favorire la conducibilità elettrica negli ossidi di nichel, di ferro e di cadmio.

Poco di importante vi è da segnalare nel campo degli accumulatori ad alogeni. Fra questi si può citare il tipo più comune, utilizzante la coppia zinco-iodio; un brevetto, che propone di aggiungere solfato di zinco all'ioduro di zinco dell'elettrolito, ne migliora il funzionamento impedendo un troppo forte aumento della resistenza interna alla fine della carica. Altri tipi di questi accumulatori sono, ad esempio, quello al bromuro o ioduro di zinco, caratterizzato dall'impiego di elettrodi bipolari disposti orizzontalmente gli uni sugli altri, e quelli utilizzanti le coppie alluminio-iodio o zinco-cloro.

Per quanto riguarda i sistemi di carica, molti sono i brevetti che se ne occupano; qui basterà accennare alla tendenza comune che si nota negli sforzi di tutti gli inventori: quella di rendere l'operazione di carica la più indipendente che sia possibile dalla sorveglianza del personale, mediante l'impiego vario e ingegnoso di relè, di raddrizzatori, di trasformatori, di limitatori di carica, di regolatori di intensità di corrente, di commutatori automatici e così via. *E. Ci.*

AMPLIFICATORI.

I. E. MOUROMTSEFF e H. N. KOZANOWSKI — **Analisi comparativa di tubi a raffreddamento ad acqua usati come amplificatori di frequenze acustiche.** (Proc. I. R. E., ottobre 1935, XXIII, 10, pag. 1224-1252, con 23 fig.).

Viene studiato il comportamento di triodi a raffreddamento ad acqua con potenza massima dissipabile sull'anodo di 10 kW, usati come amplificatori di classe B di frequenze acustiche per la modulazione di radiotrasmettitori. In tale caso il carico è una resistenza pura e costante per tutte le frequenze. Vengono esaminati quattro tubi identici in tutto, fuorchè per la griglia che è a passo più o meno fitto; in tale modo si ottiene una scala di valori per il coefficiente di amplificazione.

Le variabili che determinano le condizioni di funzionamento sono la tensione anodica continua, la corrente anodica di riposo, espressa anche per mezzo della tensione di polarizzazione di griglia, e la resistenza di carico riportata tra le placche. Per la tensione

anodica è stato principalmente considerato il valore normalizzato di 10.000 volt; ma ricerche sono anche state fatte per la tensione di 13.500 volt, considerata la massima ammissibile. La corrente di riposo per ciascun tubo è stata per gran parte delle ricerche fissata al valore convenzionale di 100 mA; ma sono state fatte ricerche anche per correnti di riposo maggiori, sino al valore di 800 mA. La resistenza di carico è introdotta in modo implicito attraverso al valore della massima dissipazione anodica per tubo, cui il valore di resistenza scelto dà luogo nella condizione più sfavorevole di funzionamento; che, come è noto, si ha in linea teorica quando la componente oscillante (sinoidale) della tensione anodica è 0,634 volte la componente continua e corrispondentemente si verifica l'eguaglianza tra la potenza utile e la potenza dissipata.

Le ricerche sono state fatte con metodi grafico-analitici, tracciando le caratteristiche dei tubi nel piano tensione di placca - corrente di placca, determinando su detto piano le caratteristiche dinamiche di funzionamento, ed analizzando infine in serie di Fourier le curve di corrente anodica così ottenute. Il procedimento è del tutto convenzionale; è per altro notevole il metodo semplice per tracciare le caratteristiche dinamiche, tenendo conto dell'effetto dell'altro tubo adoperato.

I risultati vengono riassunti in una serie di grafici che mostrano l'andamento della potenza utile, della distorsione armonica (data come rapporto della somma *aritmetica* delle ampiezze delle singole armoniche all'ampiezza della fondamentale) e di altri dati interessanti, in funzione della tensione anodica istantanea minima, la quale è anche espressa per mezzo della profondità di modulazione, in considerazione dell'uso particolare previsto per questi amplificatori. La dovuta attenzione è riservata alla potenza di eccitazione necessaria per le griglie e ad un curioso fenomeno, già segnalato dagli stessi autori in un precedente articolo, in seguito al quale la placca del tubo, per determinati valori delle tensioni di placca e di griglia, si riscalda in alcuni punti molto più che nel resto, col risultato di una limitazione della massima potenza disponibile sull'anodo a valori sensibilmente più bassi (fino a 1/4 circa in alcuni casi) del valore nominale. Questo fenomeno viene attribuito ad un effetto di ottica elettronica, e precisamente ad una concentrazione del fascio elettronico che attraversa le maglie della griglia.

Le conclusioni a cui si giunge sono le seguenti:

1) Tubi con un coefficiente di amplificazione compreso tra 15 e 25 sono i più convenienti sotto tutti i punti di vista; subito dopo vengono i tubi con alto μ che presentano anche il vantaggio di poter essere usati senza tensione di polarizzazione di griglia; infine i tubi con basso μ sembrano non convenienti per questo uso.

2) Il funzionamento in classe B pura dà origine ad una distorsione armonica notevole (compresa, nei casi esaminati, tra 6 e 16 %), che si mantiene grande anche per piccole uscite; un miglioramento sensibile si ha aumentando la corrente di riposo e cioè portandosi verso la classe A. Per questa via si è arrestati dall'aumento di dissipazione anodica e dal peggioramento sensibile

del rendimento; è tuttavia possibile trovare una condizione di funzionamento intermedia, soddisfacente sotto i vari punti di vista.

3) Infine, le curve pubblicate mostrano come vi sia una netta convenienza ad usare una resistenza di carico maggiore della minima ammissibile; nei casi considerati si vede come il valore più conveniente sia quello corrispondente a 6 kW massimi dissipati sull'anodo. *G. C.*

MISURE.

K. R. Eldredge — **Un wattmetro per misure su circuiti a debole corrente.** (El. Eng., marzo 1935, LIV, 3, pag. 279-281, con 7 fig.).

Per le misure di potenza e di fattore di potenza su circuiti a debole corrente, quali occorrono nella tecnica delle comunicazioni, non è possibile, nella generalità dei casi, servirsi dei wattmetri ordinari a causa del loro elevato consumo; d'altra parte l'uso dei ponti d'impedenze è lento e poco pratico.

Il metodo proposto consiste nell'inserire prima del carico un opportuno quadripolo, i cui elementi, variabili, vengono equilibrati con un voltmetro elettronico. Il consumo proprio di tutto il complesso è assai piccolo (in un caso pratico, ad esempio, esso è risultato di 5 microwatt) e la misura risulta semplice e rapida. Per lettura diretta

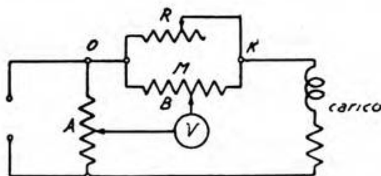


Fig. 1. — Schema di principio del circuito wattmetrico.

si ricava il valore del fattore di potenza, che insieme con i valori della tensione e della corrente, conosciuti mediante altre due letture, permette di ottenere il valore della potenza.

La fig. 1 dà lo schema di principio del circuito: *A* è un potenziometro di resistenza elevata, *B* un potenziometro a bassa resistenza ed *R* una resistenza variabile piccola; questi elementi debbono presentare resistenza ohmica pura quanto più è possibile.

La misura avviene in tre tempi. Il contatto *A* vien posto in *O*, il contatto *B* in *M*, centro elettrico del potenziometro; il contatto *R* viene spostato fino a leggere sullo strumento indicatore del voltmetro una deviazione determinata, ma del resto qualunque: il valore della resistenza *R* risulta proporzionale alla corrente. Posto *B* in *O*, il contatto *A* viene spostato fino a leggere una indicazione uguale alla precedente: la porzione di resistenza del potenziometro *A* è proporzionale alla tensione. Lasciando ora fermo il contatto *A*, si sposta il contatto *B*, verso *K*, finchè lo strumento del voltmetro segna una deviazione uguale alle precedenti: il tronco di potenziometro *B* è,

come si può dimostrare, proporzionale al fattore di potenza. Dal prodotto delle tre quantità così misurate si ricava il valore di una quantità proporzionale alla potenza. Si possono inoltre dedurre assai semplicemente dalle letture fatte i valori della resistenza e della impedenza incognite.

Per fattori di potenza maggiori di 0,3 la precisione delle misure è dell'ordine dell'uno per cento; per fattori di potenza fino a 0,1 la

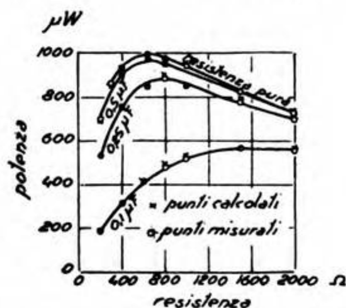


Fig. 2. — Curve della potenza nel caso di un circuito formato da resistenza e capacità in serie.

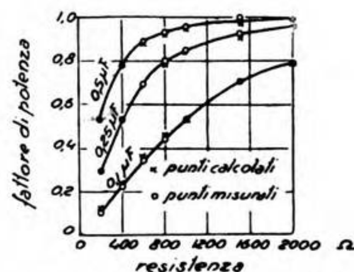


Fig. 3. — Curve del fattore di potenza di un circuito formato da resistenza e capacità in serie.

precisione è sempre superiore al 5 %. L'apparecchio ha un errore di frequenza piccolo, ma non trascurabile.

Le fig. 2 e 3 riproducono alcuni grafici nei quali sono messi a confronto valori calcolati e valori misurati della potenza e del fattore di potenza; si riferiscono a una frequenza di 1000 Hz. *An. Gi.*

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

A proposito della **radiometeorografia applicata ai palloni sonda,** W. H. Wenstrom nei *Proc. I. R. E.* del novembre 1935 manifesta la previsione che per gli studi meteorologici si farà un uso sempre più generale di palloni sonda, muniti di apparati capaci di radiotrasmettere a una stazione fissa a terra i valori della temperatura, della pressione e dell'umidità relativa, misurati automaticamente da apparecchi installati a bordo. Egli elenca di conseguenza i principali requisiti a cui debbono rispondere tali apparati: peso non superiore a 550 g per palloni che debbano salire fino a 6 km, e non superiore a 800 g per palloni destinati a osservazioni fino a 13 km di altezza. Dato che numerosi palloni vanno perduti dopo ogni osservazione, si richiede sopra tutto che il loro costo complessivo sia più che possibile ridotto. Per raggiungere questo risultato è necessario migliorare e semplificare le varie parti dei dispositivi (meteorografi indicatori, batterie di alimentazione, antenne e così via) e ricercarne le più adatte condizioni di funzionamento, per esempio la frequenza ottima di trasmissione. *R. S.*

FISICA GENERALE.

N. W. Mc Lachlan, trattando di **onde sonore di ampiezza finita** nel fascicolo di novembre 1935 di *W. E. a. E. W.*, riassume i risultati di precedenti ricerche e ricorda come le onde sonore propagantisi nelle trombe degli altoparlanti possano subire una distorsione non lineare. Essa è dovuta al fatto che il passaggio dell'onda sonora produce nell'aria una trasformazione adiabatica (pv^c = cost.) e che la curva pressione-volume non può considerarsi rettilinea se le pressioni assumono valori elevati. (A scopo di orientamento si può ricordare che una pressione di 5 dine per cm^2 nel condotto auricolare corrisponde alla percezione di un suono abbastanza forte, mentre in un altoparlante che abbia una piccola gola e irradi una trentina di watt si possono raggiungere pressioni dell'ordine di 100.000 dine per cm^2).

La curvatura della caratteristica pressione-volume è causa di un aumento della velocità di propagazione col crescere della pressione; ne risulta che il massimo di un'onda sinoidale procede con velocità più elevata del minimo. La distorsione avviene quindi nel senso di avvicinare il massimo al minimo, ed è rappresentabile mediante una forte seconda armonica. In base a queste osservazioni

si può trattare la teoria della tromba esponenziale e di quella cilindrica, nel caso in cui sia lecito trascurare gli effetti dell'attrito sulle pareti; nell'articolo originale vengono riassunti i risultati delle ricerche in questi due campi. *R. S.*

MISURE.

Sulle **misure del potere isolante dei tramezzi** riferiscono V. L. Chrisler e W. F. Snyder nel *J. Research N. B. S.* del giugno 1935, in una breve memoria che testimonia l'alto grado di precisione raggiunto in questo campo dai laboratori del « Bureau of Standards » dopo lunghi anni di esperienza.

Oltre gli ultimi perfezionamenti dell'apparecchiatura usata, nonchè i procedimenti che si seguono nelle prove, vengono riferiti i risultati delle misure su una serie di pannelli, da considerarsi come tipici, sia di pavimenti e solai sia di pareti, e si riportano le norme da rispettare nella loro costruzione: cosa assai importante, perchè, con tutta probabilità, una delle cause delle divergenze, che si riscontrano nei risultati ottenuti su pannelli di materiali simili o addirittura uguali in laboratori diversi, deve imputarsi a differenze di costruzione non apparenti a prima vista.

I risultati di prove con suono ad ululato, a varie frequenze, su pavimenti, vengono confrontati con quelli ottenuti esperimentando con una macchinetta, che dovrebbe simulare il rumore prodotto dal camminare. Questi ultimi dati non consentono conclusioni di carattere generale, a causa della difficoltà di riprodurre artificialmente in forma tipica un rumore come quello dei passi, estremamente variabile da caso a caso; comunque, è prevista la continuazione delle esperienze. *An. Gi.*

*

In un articolo pubblicato in *W. E. a. E. W.* del novembre 1935, A. T. Starr descrive e studia un **voltmetro di cresta a scatto** con tubi ad alto vuoto, che utilizza una particolare instabilità dello schema del multivibratore simmetrico.

È noto che, se le resistenze e le tensioni hanno valori opportuni, esistono per il circuito due condizioni stabili di funzionamento, in ognuna delle quali un tubo eroga una forte corrente, mentre l'altro ne eroga poca o non ne eroga affatto. Il passaggio da una condizione all'altra avviene con una discontinuità al variare della tensione di griglia.

Questo principio viene utilizzato per attuare un voltmetro di cresta, il quale risulta poco costoso, e può essere usato anche a frequenze elevate. Una particolarità interessante dell'apparecchio risiede nella possibilità di uso anche per tensioni transitorie. Lo strumento non è a lettura diretta. *R. S.*

RICEVITORI.

Notoriamente una supereterodina può ricevere altre frequenze oltre a quella sui cui essa è accordata. H. K. Morgan, in un articolo sulle **interferenze nelle supereterodine** pubblicato in *Proc.*

I.R.E. dell'ottobre 1935, considera un nuovo gruppo di tali frequenze spurie, generalmente trascurate, che obbediscono alla relazione:

$$f = o \pm \frac{s}{n},$$

o più in generale:

$$f = no \pm \frac{s}{n},$$

dove f è la frequenza del segnale interferente, o la frequenza dell'oscillatore, s la frequenza su cui il ricevitore è accordato, od anche, più in generale, la sua immagine.

Queste molteplici frequenze restano in pratica raggruppate intorno a quella su cui il ricevitore è accordato: n presenta cioè valori relativamente elevati. La ricezione di esse si ottiene in quanto il battimento, cui ognuna dà luogo con l'oscillatore, avente frequenza prossima alla frequenza intermedia, pur non risultando trasmesso al rivelatore, riesce a provocare una sensibile caduta di tensione ai capi del risuonatore accordato sulla frequenza intermedia, inserito nel circuito anodico del tubo modulatore. L'armonica di ordine n di questa oscillazione ha frequenza eguale a quella su cui il ricevitore è accordato. Così la frequenza interferente f viene ricevuta dopo aver battuto due volte con l'oscillatore locale.

Tanto l'analisi quanto l'esperimento mostrano che queste interferenze vengono avvertite nella maggior parte degli usuali ricevitori, quando questi operino in vicinanza di una stazione trasmittente. Tra i metodi impiegabili per diminuire l'effetto, quello di aumentare la selettività del risuonatore inserito nel circuito anodico del tubo modulatore, si rivela poco efficace. Assai efficiente appare invece quello di ridurre notevolmente l'ampiezza della tensione indotta nel modulatore dall'oscillatore; tale riduzione deve in generale essere accompagnata da un aumento dell'amplificazione sulla radiofrequenza, affinchè il disturbo di fondo non risulti accresciuto. Nel caso in cui la conversione di frequenza sia fatta con un sol tubo del tipo 6A7, questo sistema può essere vantaggiosamente impiegato solamente se il tubo stesso venga azionato da un generatore separato. Raccomandabile anche per altri riguardi appare l'impiego di un convertitore composto di due tubi montati in controfase. *F. Ve.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIO-ÉLECTRIQUE. — *Vingt-cinq années de T. S. F.* — J. Makowsky, Paris, 1935. — Un volume di 224 pagine, con numerose illustrazioni, legato. — (Senza indicazione di prezzo).

La maggiore organizzazione francese nel campo della radioelettricità è, come è noto, quella che fa capo alla « Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil », la quale, con 100 milioni di franchi di capitale, è la società capo gruppo, possiede e sviluppa i brevetti e cura le ricerche scientifiche e tecniche.

Le altre società, con un capitale complessivo di 150 milioni di franchi, comprendono anzitutto le società industriali, cioè: la « Société Française Radioélectrique », che studia e produce il materiale così detto professionale, cioè le stazioni trasmittenti, gli apparecchi di direzione come i radiofari e i radiogoniometri, le stazioni di ricezione e i tubi trasmittenti; la « Société Radiotechnique », che studia e costruisce i ricevitori per la radiodiffusione e i tubi riceventi; la « Compagnie Radio Cinéma », che studia e costruisce il materiale di ripresa e di proiezione per la cinematografia sonora.

Le società di esercizio sono la « Compagnie Radio France », che gestisce i collegamenti radiotelegrafici commerciali di grande traffico, specialmente con le Americhe e con l'Estremo Oriente; la « Compagnie Radio Orient », che esercisce il servizio con la Siria, e la « Compagnie Radio Maritime » che assicura il servizio della marina mercantile. Il gruppo comprende anche la « Compagnie Française de Radiophonie » e la « Société des Publications Radiotechniques » e da esso dipendono società associate o affiliate in parecchie nazioni europee, in America e in Asia.

L'anima del gruppo è l'ing. Emilio Girardeau, che cominciò la sua attività in questo campo fin dal 1910 fondando, col capitale di 200.000 franchi, la « Société Française Radioélectrique », da cui è derivato l'intero gruppo. Per celebrare il venticinquennio di quella fondazione è stato pubblicato il presente volume.

Esso si inizia con un riassunto di nozioni di radiotecnica, inteso a renderne comprensibile il seguito anche al lettore relativamente profano, e con un richiamo alla storia dell'invenzione. Qui, dopo aver parlato di Maxwell, di Hertz, di Branly, di Tesla, di Lodge e di Popoff, il compilatore soggiunge: « Era riservato a Guglielmo Marconi... di concepire l'idea di riunire tutti questi elementi e di telegrafare — senza fili — punti e linee, secondo il codice Morse ».

Primo cimento e primo successo della società fu il radiocollegamento fra Brazzaville, capitale del Congo, e Loange, porto della

costa occidentale. Seguirono importanti forniture ai belligeranti delle guerre balcaniche del 1912 e 1913, ed altre, assai più imponenti, durante la grande guerra. Fra il 1914 e il 1918 furono costruite 63 stazioni fisse, tra le quali 2 da 300 kW, 18.000 stazioni d'aeroplano, 12.500 stazioni portatili, 300 stazioni navali e altrettante mobili su automezzi e someggiate.

I progressi compiuti sotto l'assillo delle necessità di guerra fecero sì che, venuta la pace, la radiotecnica si trovasse pronta ad applicazioni grandiose nel campo delle comunicazioni commerciali. Fu allora fondata, dagli stessi esponenti della S.F.R., la « Compagnie Générale de T.S.F. », che provvide a stabilire gli accordi con le altre grandi organizzazioni straniere, regolando le questioni delicate della proprietà industriale ed evitando competizioni pericolose.

La S.F.R. conservò i compiti prevalentemente tecnici e, nel periodo in cui predominarono le onde lunghe, l'alternatore S.F.R., che fu costruito in esemplari da 25 fino a 500 kW, ebbe notevole successo e fu applicato anche in Italia. Dopo l'avvento dell'onda corta, la S.F.R. ha installato un numero rilevante di stazioni di grande potenza con l'aereo direttivo ideato da Chireix e Mesny, che ha particolari doti di semplicità e di economia.

In epoca più recente, fra i progressi conseguiti dalla S.F.R., sono da menzionare la modulazione per sfasamento dovuta all'ing. Chireix, un sistema di telefonia e di telegrafia multiplex, a cui hanno collaborato gli ing. Chireix, Villem e Aubert, e le trasmissioni ad onde ultracorte a magnetron studiate dall'ing. Ponte. Proseguono intanto attive ricerche verso altre attuazioni, specialmente riguardanti: un nuovo sistema di aereo che aumenta la portata delle stazioni di radiodiffusione, un rivelatore di ostacoli, un sistema di teledattilografia rapida, una apparecchiatura per l'atterraggio di velivoli in tempo di nebbia, un telecomando di aeroplano senza pilota, un sistema di sicurezza per la marcia dei treni, un nuovo tipo di tubi elettronici di gran potenza per onde cortissime, un sistema di televisione a finissima analisi ed altro ancora.

Di tutto ciò il volume offre sia uno sguardo d'insieme sia informazioni e descrizioni particolari, raccolte in monografie di carattere tecnico-scientifico, compilate dagli stessi specialisti, che si sono occupati delle singole questioni.

Il gruppo francese ha un esercito di 2354 operai, 1336 impiegati e 715 radiotelegrafisti, capitanato da uno stato maggiore di 12 direttori, 160 ingegneri e 327 tecnici.

Si può chiudere questa recensione citando le parole, che sono al principio dell'opera e che valgono non solo per i radiotecnici francesi, ma per tutti:

« La lettura del libro permetterà di concepire quale fu l'im-
« mensa fatica degli ingegneri, che seppero attuare tutte queste co-
« struzioni; i servizi delle quali sono stati apprezzati nelle applica-
« zioni sempre più estese della radiotecnica sulla terra, sul mare
« e nell'aria, per la difesa nazionale, le comunicazioni telegra-
« fiche e telefoniche, la sicurezza della vita umana e la diffusione
« della cultura e delle sane distrazioni.

« Non è affatto diminuire Maxwell, Hertz, Branly, Marconi,
« Tesla, il proiettare un fascio di luce sull'opera di coloro che
« hanno saputo fecondare le loro idee e trarne grandi sviluppi ».

M. C.

✻

L. Chrétien. — *La technique transcontinentale*. — E. Chiron, Paris, 1935. — Un volume di 156 pagine, con 48 figure e numerosi grafici e tabelle. — Prezzo Fr. 10.

Nella costruzione di tubi elettronici di piccola potenza si sono seguite per molto tempo due opposte concezioni, il cui sviluppo ha portato alla costruzione delle due serie, europea ed americana. I tubi americani si distinguevano per la maggiore stabilità di caratteristiche, ottenuta a spese del rendimento. I tubi europei erano di dimensioni maggiori, ma d'altra parte l'ampolla metallizzata rendeva inutile la schermatura.

Il volumetto dà notizia dei nuovi tubi europei, di cui riporta caratteristiche grafiche e dati numerici, ed espone i concetti che hanno spinto alla creazione di questa nuova serie; essendo tali concetti un compromesso tra quelli americani e quelli della precedente serie europea, l'A chiama « transcontinentale » la nuova serie.

Alla descrizione delle caratteristiche dei tubi è premessa una breve trattazione delle principali nozioni sul loro funzionamento. E si riesce ad ottenere un complesso di notizie e dati che possono essere di grande utilità per l'uso pratico. *P. P.*

✻

F. Trendelenburg. — *Klänge und Geräusche*. — J. Springer, Berlin, 1935. — Un volume di VIII-235 pagine, con 165 figure, legato. — Prezzo R. M. 25,80.

L'A, già noto attraverso altri scritti di carattere monografico o divulgativo sulla acustica, ha pubblicato questo nuovo volume per condurre il lettore non specializzato a spaziare negli svariati campi dell'acustica moderna, informandolo delle ricerche e dei problemi più recenti. La trattazione, svolta in modo elementare, senza ricorso a teorie ed a formule matematiche, è accompagnata da un abbondante e suggestivo materiale illustrativo, mentre numerose note bibliografiche aprono la via al lettore volonteroso per inoltrarsi verso una specializzazione più profonda nelle singole questioni.

Opportunamente, trattandosi di un libro scritto per offrire uno sguardo di insieme, non si dà soverchio peso allo svolgimento completo della teoria degli apparecchi elettroacustici propriamente detti, mentre vengono esposti con notevole ampiezza i principi di acustica fisiologica e musicale.

I vari argomenti esaminati, dalle misure all'acustica architettonica ed a quella fisiologica, dai metodi di analisi allo studio dei silenziatori, formano un trattato elementare, di piacevole ed interessante lettura, uno dei meglio riusciti, fra i molti comparsi in questi ultimi anni col medesimo scopo divulgativo. *G. Sac.*

BREVETTI

Modulazione di sorgenti luminose.

Brevetto italiano n. 324357 (Officina Militare di R.T. ed E.T. del Ministero della Guerra, Roma). - Patente dal 23-5-1933. - Pubblicato il 30-1-1935.

Per modulare una sorgente luminosa, il brevetto prevede di alimentare la sorgente medesima con una corrente ad alta frequenza, modulata col ritmo della segnalazione.

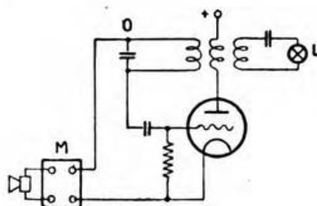


Fig. 1.

Nella fig. 1, la lampada *L* è ad esempio alimentata dalla corrente oscillante fornita da un oscillatore *O* di frequenza elevata, nel cui circuito di griglia è interposto il modulatore *M* azionato dal microfono. *M. S.*

Generatore di oscillazioni ad altissima frequenza costante.

Brevetto italiano n. 325060 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 7-11-1934. - Pubblicato il 26-2-1935.

Il brevetto si riferisce a un trasmettitore per onde corte e cortissime, a frequenza stabilizzata secondo il noto procedimento, secondo il quale si impiega una linea elettrica a costanti uniformemente distribuite; questo metodo ha il pregio di presentare una notevole semplicità costruttiva. Il trasmettitore è inoltre dotato di mezzi adatti a compensare automaticamente eventuali variazioni residue della frequenza.

In linea di massima, il trasmettitore consta di uno stadio oscillatore pilota seguito da un amplificatore di potenza. L'oscillatore pilota (fig. 1) consta di due tubi elettronici, montati a schema bilanciato *A*, il cui circuito di griglia è costituito da una linea elettrica *L* a tubi concentrici. Più particolarmente la linea è for-

mata da un tubo interno 1 piegato ad U, le cui parti rettilinee, disposte di preferenza orizzontalmente, sono contenute concentricamente entro i tubi 2 esterni, elettricamente collegati a terra. I tubi interni sono muniti di appendici a tubo scorrevole 3, a loro volta dotate di dischi terminali spostabili 4, i quali consentono di regolare con grande esattezza la lunghezza elettrica della linea e la capacità terminale della linea stessa rispetto allo schermo 5, elettricamente connesso alla terra. Tutto il sistema della linea è sostenuto dal suolo mediante colonnine, con l'interposizione di materiale atto ad attutire la trasmissione delle vibrazioni meccaniche alla li-

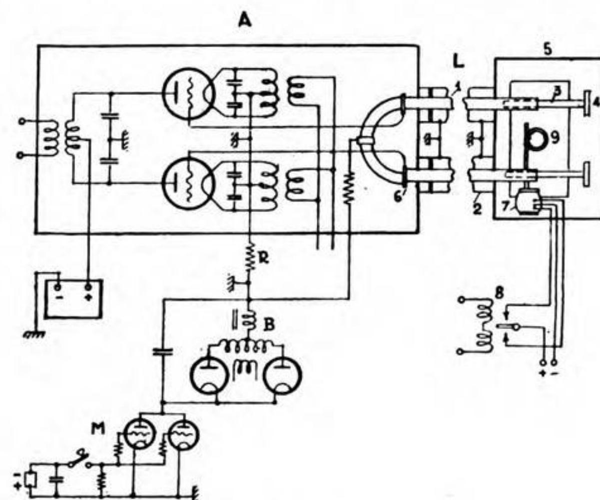


Fig. 1.

nea. Per ridurre al minimo le variazioni di lunghezza della linea al variare della temperatura dell'ambiente, i tubi interni possono essere costituiti da materiale refrattario o ceramico rivestito di uno straterello metallico superficiale. Le parti rettilinee della linea hanno una lunghezza minima di $\lambda/4$, ed il rapporto fra il diametro interno del tubo esterno ed il diametro esterno del tubo interno deve essere contenuto nell'intorno del valore 3,6, onde ottenere la migliore efficacia del sistema di stabilizzazione. Gli attacchi 6 alle griglie sono spostabili lungo il gomito della linea, in modo da conseguire il più adatto valore della tensione oscillante applicata alle griglie.

Nel caso della produzione di onde cortissime, anche l'altra estremità della linea, anzichè essere libera, può essere chiusa per mezzo di un secondo gomito di collegamento delle parti rettilinee dei tubi interni.

La manipolazione può ad esempio essere conseguita sul medesimo oscillatore pilota, variando col ritmo della segnalazione la tensione di polarizzazione di griglia applicata al centro del gomito

della linea di stabilizzazione. Come risulta dalla fig. 1, la sorgente di tensione di polarizzazione, costituita dal raddrizzatore *B*, può essere o meno, col ritmo della manipolazione, applicata in parallelo sulla resistenza *R* del circuito di alimentazione di griglia, essendo la sorgente medesima *B* disposta in serie cogli spazi anodo-catodo dei tubi manipolatori *M*, le cui griglie subiscono una polarizzazione diversa col ritmo della manipolazione.

Allo scopo di correggere automaticamente eventuali variazioni residue, della frequenza dell'oscillatore pilota, dovute sopra tutto ad alterazioni della lunghezza della linea di stabilizzazione col variare della temperatura, la linea di stabilizzazione è dotata di una capacità aggiuntiva variabile: come risulta dalla fig. 1, alle due

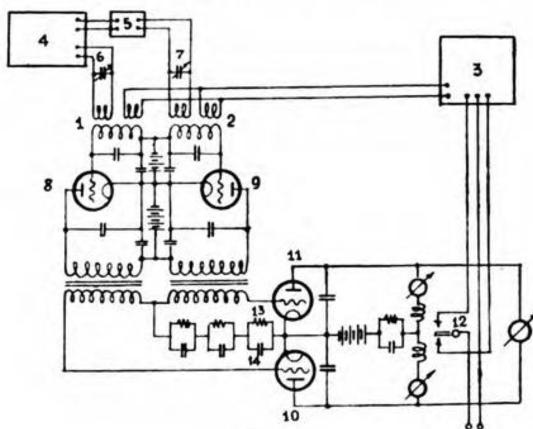


Fig. 2.

parti terminali della linea si affaccia ad esempio un'armatura metallica 9, la cui distanza dai tubi è comandata per mezzo di un motorino 7. Quest'ultimo viene azionato in un senso o nell'altro per mezzo di un relè 8, a sua volta comandato da un regolatore automatico, agente, nei due sensi, per effetto delle variazioni di frequenza dell'oscillatore pilota.

La fig. 2 illustra uno schema di principio di un tipo di autoregolatore, oggetto del ritrovato, particolarmente adatto allo scopo e basato sopra un principio nuovo di funzionamento; esso si fonda sull'osservazione che un'oscillazione di battimento, prodotta da due oscillazioni semplici di frequenza diversa, di cui una costante e l'altra variabile, si inverte di fase allorquando la frequenza variabile passa da valori minori a valori maggiori della frequenza costante, e viceversa.

Sugli accoppiamenti 1 e 2 agiscono contemporaneamente le oscillazioni derivate dallo stadio oscillatore pilota 3 sopra descritto del trasmettitore e le oscillazioni ricavate da un piccolo oscillatore di paragone a comando piezoelettrico 4, avente una frequenza rigorosamente costante. Mentre le oscillazioni provenienti dallo stadio

3 agiscono con ugual fase sui due accoppiamenti, quelle provenienti dall'oscillatore 4 agiscono con una differenza di fase prodotta o da un variatore di fase 5, oppure da un conveniente disaccordo dei condensatori 6 e 7. La differenza di fase si mantiene praticamente nei limiti tra 60° e 90°.

Nei circuiti anodici dei tubi rivelatori 8 e 9 si ottengono le correnti oscillanti di battimento, prodotte dalle frequenze agenti sui circuiti di griglia; tali correnti di battimento hanno per conseguenza una reciproca differenza di fase, pari a quella delle oscillazioni provenienti dall'oscillatore di paragone ed introdotte sui due accoppiamenti agenti sulle griglie dei tubi medesimi. Inoltre il senso dello sfasamento delle oscillazioni di battimento nei due circuiti anodici varia a seconda che la frequenza dell'oscillatore pilota del trasmettitore è maggiore o minore di quella dell'oscillatore di paragone.

Lo stadio a tubi elettronici 10 e 11 permette di rivelare l'esistenza di tale sfasamento, tenendo conto del senso, e determina il

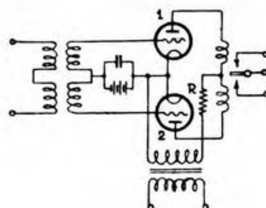


Fig. 3.

funzionamento del relè 12 di comando del regolatore vero e proprio. Allo scopo, sulla connessione di alimentazione delle griglie dei tubi, è disposta in serie una resistenza 13 in parallelo ad un condensatore 14. Supposto ad esempio che l'oscillazione di battimento impressa alla griglia del tubo 11 abbia una fase in anticipo rispetto a quella applicata alla griglia del tubo 10, non appena la griglia del tubo 11 è soggetta ad una semionda positiva di tensione, la corrente di griglia sviluppa una caduta di tensione attraverso la resistenza 13, rendendo automaticamente negativa la griglia del tubo 10. In virtù della costante di tempo introdotta dal condensatore 14, la griglia del tubo 10 resta negativa per tutta la durata di tempo per la quale — in ritardo — anche alla griglia del tubo 10 sopraggiunge la corrispondente semionda positiva di tensione oscillatoria del battimento. In definitiva si ottiene una maggiore corrente anodica in quel tubo alla cui griglia sopraggiunge un'oscillazione di battimento in anticipo di fase. Le differenze delle correnti anodiche medie azionano, in un senso o nell'altro, il relè 12, le cui bobine di campo sono inserite differenzialmente nei due circuiti anodici.

Nei circuiti di alimentazione delle griglie e degli anodi si possono disporre altri gruppi di resistenze e capacità, allo scopo di estendere al valore più opportuno la gamma delle frequenze di battimento, per le quali il regolatore deve agire, ed allo scopo di ren-

dere più uniforme il funzionamento del regolatore per tutti i valori di frequenza compresi nella gamma suddetta.

Il principio di funzionamento, ora spiegato, del regolatore può evidentemente essere attuato mediante molte altre disposizioni di circuiti. Molto semplice è ad esempio il circuito rappresentato nella fig. 3. I due tubi ad atmosfera gassosa 1 e 2 funzionano come tiratron e sono alimentati, attraverso una resistenza *R* in serie, da una tensione anodica alternativa a frequenza industriale. Nel momento in cui una delle griglie, sotto l'azione dell'oscillazione in anticipo di fase, è resa positiva, la corrente anodica del tubo corrispondente assume un valore molto rilevante, mentre la tensione anodica cade per effetto del passaggio della corrente attraverso la resistenza *R*. Allora l'innesco dell'altro tubo non può avvenire per deficienza della tensione anodica, nemmeno nel momento consecutivo nel quale anche la griglia di tale tubo diviene positiva.

M. S.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Borse di studio del C. N. R. per allievi ricercatori. — Il Comitato per l'Ingegneria, Reparto Elettrotecnico, del C. N. R. mette a concorso tre borse di studio per allievi ricercatori, che intendano avviarsi al lavoro sperimentale nel campo dell'elettrotecnica in un laboratorio universitario italiano.

Le proposte di assegnazione delle borse, in carta libera, debbono essere formulate ciascuna da un direttore di laboratorio universitario od equiparato (di elettrotecnica o di scienze affini) ed inviate alla Segreteria del Comitato per l'Ingegneria del C. N. R. (Roma, corso Vittorio Emanuele, 251) entro il 15 gennaio 1936-XIV: vi si indicheranno, oltre il nome dell'allievo ricercatore, proposto per la borsa, i suoi titoli di studio, la data da cui l'assegnazione dovrebbe decorrere e l'indirizzo di massima del lavoro da intraprendere.

La concessione della borsa comporta la liquidazione di lire 500 lorde mensili, da effettuarsi a favore dell'assegnatario fino ad un massimo complessivo di lire 5000 (durata della borsa 10 mesi), oltre ad un premio di lire 1000 da concedersi al termine del periodo di 10 mesi, se impiegato dall'assegnatario in modo ben rispondente ai fini della borsa. La liquidazione avviene per bimestri posticipati in seguito a dichiarazione favorevole del direttore di laboratorio proponente. Essa è subordinata altresì alla dichiarazione, da parte dell'assegnatario, di non percepire per nessun titolo altri compensi e di dedicare la propria attività professionale esclusivamente al lavoro di ricerca; e cessa se per qualunque motivo cessano di esser soddisfatte le condizioni predette.

Sull'assegnazione delle borse deciderà entro il gennaio 1936-XIV il Comitato per l'Ingegneria del C.N.R. *Re.*

Vol. IV - N. 6 Dicembre 1935-XIV

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après avoir rappelé la définition de la résistance équivalente d'un circuit antirésonnant, on developpe la théorie de la méthode de mesure. On demontre ainsi que la résistance équivalente est égale à la variation de la réactance capacitive nécessaire pour reduire à $1 : \sqrt{2}$ *la tension aux bornes du circuit oscillant, lorsque celui-ci est couplé inductivement à un générateur à fréquence constante. On donne ensuite des renseignements sur la réalisation du circuit de mesure et on discute les causes possibles d'erreurs. On souligne enfin la possibilité d'appliquer la méthode exposée à la mesure absolue des résistances élevées en très haute fréquence.*

Après quelques considérations générales sur la mesure, avec le dynatron, de la résistance équivalente des circuits résonnants, on donne les résultats d'une recherche expérimentale, ayant pour but la détermination de la sensibilité et de l'approximation de la méthode, entre les limites de fréquence et de résistance équivalente ayant le plus grand interêt pratique.

Pour vérifier le comportement de ce système de mesure aux fréquences très élevées, on a fait des épreuves de comparaison avec une méthode absolue de mesure de la résistance équivalente par variation de réactance. On a trouvé que la méthode de mesure avec dynatron donne des resultats assez exacts pour des fréquences allant jusqu'à 3000 kHz: au delà de ce limite les erreurs croissent très vite en fonction de la fréquence et on a trouvé plus de 20 % d'écart avec une fréquence de 18.000 kHz et une résistance équivalente de 20.000 Ω.

On expose enfin l'interprétation des causes probables d'erreur et on montre la possibilité d'en reduire les effets avec une construction spéciale des tubes à grille écran.

La manière en usage aujourd'hui pour représenter les caractéristiques des radioémetteurs et les données de propagation des ondes électromagnétiques, présente quelques défauts qui furent relevés dans le

Vol. IV - N. 6 Dicembre 1935-XIV

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. IV - N. 6 Dicembre 1935-XIV

ALTA FREQUENZA

INHALT

FASCICOLO PUBBLICATO IL 3-II-1936-XIV – ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI – VIA MARCONA, 50 – MILANO – 1936-XIV

PUBBLICAZIONI DELL'A. E. I.

L'ELETTROTECNICA – Periodico bimensile.
Giornale ed Atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).
Annate arretrate .... cad. L. 100,—
Abbonamento: per il Regno .... » 100,—
» per l'Estero .... » 150,—
Un numero separato: per il Regno .... » 5,—
» » per l'Estero .... » 7,—

ALTA FREQUENZA – Periodico bimestrale.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.
Annata 1932 .... L. 30,—
per i Soci AEI *e* SIF » 20,—
Annate 1933-34, abbonamento 1935 .... cad. » 40,—
per i Soci AEI *e* SIF » 30,—
Un numero separato .... » 10,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell'A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci .... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci
N. 2 **(Luglio)** – Variazioni al N. 1 – Repertorio Elettrotecnico. Prezzo L. 8,—
gratis ai Soci

NORME.
Norme **Lampade Elettriche** .... Prezzo ..... L. 3,—
per i Soci .. » 2,—
Norme **Olii Isolanti – Trasformatori di Misure – Impianti nei teatri – Protezione Radioaudizioni – Interruttori in olio – Conduttori in gomma – Contatori – Isolatori in vetro – Conduttori in rame – Macchine Elettriche per Trazione – Motori Primi Idraulici – Isolatori di Porcellana – Impianti Elettromedicali – Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto – Cavi in carta impregnata.**
Prezzo di ciascun fascicolo .. L. 4,50
per i Soci ... » 3,—
Norme **Impianti Elettrici** .... » 6,—
per i Soci ... » 4,—
Norme **Macchine Elettriche – Impianti di Bordo.**
Prezzo di ciascun fascicolo .. L. 9,—
per i Soci ... » 6,—
Raccolta completa Norme esistenti al 1° gennaio 1935 .... » 60,—
per i Soci .... » 50,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.
Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione) (compreso il Supplemento) .... L. 24,—
per i Soci ... » 20,—
Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica.
Prezzo ridotto L. 100,—
per i Soci ... » 60,—

DESCRIZIONE IMPIANTI ELETTRICI. – Fascicoli pubblicati:
1° **Impianto di Crego** della Soc. Imprese Elettriche Conti.
2° **Impianti del Tanagro e Aventino** della Soc. Forze Idroelettriche Meridionali.
3° **Impianti Piave-Santa Croce** del Gruppo Soc. Adriatica d'Elettricità (*esaurito*).
4° **Impianti sul fiume Lys** della S. I. P. Breda.
5° **Impianto del Temù in Valle Camonica** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello (*esaurito*).
6° **Impianto di Iselle** della Soc. Italiana Imprese Elettriche Dinamo (*esaurito*).
7° **Impianto di Valdo** della Soc. Imprese Elettriche Conti (*esaurito*).
8° **Impianti Idroelettrici di Val Cenischia** della Soc. Forze Idrauliche del Moncenisio (*esaurito*).
9° **Impianto del Matese** della Soc. Meridionale di Elettricità (*esaurito*).
10° **Impianto di Gallicano** della Soc. Ligure Toscana di Elettricità.
11° **Impianto del Tirso** della Soc. Elettrica Sarda.
12° **La nuova Centrale termoelettrica « Maurizio Capuano »** della Soc. Meridionale di Elettricità.
13° **La nuova Centrale termoelettrica di Livorno** della Soc. Elettrica Ligure Toscana.
14° **Impianto di Covalou nella valle del Marmore** del Gruppo S. I. P.
15° **Impianto di Sonico** della Soc. Generale Elettrica dell'Adamello.
16° **Impianto di Venezia-Marghera** della Soc. Adriatica di Elettricità.
18° **Impianto sui Fiumi Nera e Velino** della Terni.
19° **Sottostazione « Alessandro Volta »** di Cislago.
20° **Impianto dell'Isorno.**
21° **Impianto Idroelettrico Automatico** 3° Salto Neto.
22° **Impianto Piave-Ansiei e la Centrale di Pelos.**
Prezzo per ogni fascicolo .... L. 7,50
per i soci .... » 4,—
Prezzo del fascicolo 18° .... L. 10,—
per i soci ... » 6,—

(continua)

(continuazione)

PUBBLICAZIONI DELL'A. E. I.

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I, 1922 – Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II, 1923 – Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III, 1924 – La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV, 1925 – Napoli: **I. Conversioni di forma dell'energia elettrica. – II. Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V, 1926 – Brescia: **I. Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici** (continuazione della discussione della precedente XXX Riunione del 1925 a Napoli. – **II. Relazioni dei delegati del Comitato Elettrotecnico Italiano alla Riunione di New York 1926 della Commissione Elettrotecnica Internazionale.** (*esaurito*).
Vol. VI, 1927 – Como: **I. Comunicazioni elettriche. – II. Isolamento delle grandi linee** (*esaurito*).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie .... » 30,—
per i Soci .... » 10,—

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

Vol. I, 1928 – Genova: **I. Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria. – II. Propulsione elettrica navale.** .... L. 60,—
per i Soci .... » 32,—
Vol. II, 1929 – Pescara-Francavilla a Mare: **I. Elettroagricoltura. – II. Elettrotermica. – III. Elettrochimica** .... » 55,—
per i Soci .... » 32,—
Vol. III, 1930 – Trieste: **Produzione termica dell'energia elettrica** (*esaurito*).
Vol. IV, 1931 – Perugia: **Sottostazioni di trasformazione dell'energia elettrica** » 75,—
per i Soci .... » 32,—
Vol. V, 1932 – Firenze: **I. Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali– II. Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo** .... » 60,—
per i Soci .... » 32,—
Vol. VI, 1933 – Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** .... » 40,—
per i Soci .... » 32,—
Vol. VII, 1934 – Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** .... » 40,—
per i Soci .... » 32,—

MONOGRAFIE DELL' A. E. I.

1. **U. Bordoni:** I fenomeni elettrici dell'atmosfera e la protezione degli edifici dalle scariche temporalesche .... L. 8,—
2. **E. Bottani:** La moderna matematica dei circuiti trifasi.............. » 10,—
3. **U. Bordoni:** La fotometria moderna: i suoi problemi e le sue tendenze » 8,—
4. **R. San Nicolò:** Le tendenze moderne nella tecnica degli impianti a vapore » 8,—
5. **G. C. Vallauri:** Convertitori statici di corrente elettrica .... » 8,—
6. **A. Barbagelata:** La protezione contro le sovracorrenti .... » 8,—
7. **C. Rimini:** Fondamenti di geometria applicata alle correnti alternative » 12,—
8. **G. Büchi:** Funzionamento e costruzione in serie delle turbine idrauliche a reazione .... » 10,—
9. **L. Lombardi** e **G. Corbellini:** Congresso mondiale dell'energia a Tokyo. Corrispondenze preliminari e riassunto dei lavori attinenti all'elettrotecnica » 9,—
10. **G Silva:** Studio meccanico dei conduttori delle linee aeree (Problema statico) » 10,—
11. **E. Santuari:** Alcune considerazioni sui sincroni e sugli asincroni .... » 12,—
12. **A. M. Angelini:** Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio .... » 12,—

La raccolta .. » 55,—
per i Soci .... » 33,—

PUBBLICAZIONI VARIE.

L'Opera di A. Volta .... Prezzo .... L. 25,—
per i Soci .... » 10,—
A. Pacinotti: Descrizione di una macchinetta elettromagnetica (in 5 lingue) » 4,—
Repertorio elettrotecnico .... » 3,—

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell'A. E. I.**

Via San Paolo, 10 - MILANO (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo posta giro al **N. 3/1189 su Milano**




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma






Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma